Escuela
Politécnica
Superior

Análisis y Diseño de un Array de Antenas en Tecnología Microstrip

Grado en Ingeniería en Sonido e Imagen en Telecomunicación

Trabajo Fin de Grado

Autor:
Javier Martínez Manzano
Tutores:
Stephan Marini
Miguel Ángel Sanchez Soriano

Enero 2020

Universitat d'Alacant
Universidad de Alicante

Análisis y Diseño de un Array de Antenas en Tecnología Microstrip

Autor
Javier Martínez Manzano

Tutores
Stephan Marini
Dpto. de Física, Ing. Sistemas y Teoría de la Señal
Miguel Ángel Sanchez Soriano
Dpto. de Física, Ing. Sistemas y Teoría de la Señal

Grado en Ingeniería en Sonido e Imagen en Telecomunicación

Escuela
Politécnica
Superior

Universitat d'Alacant
Universidad de Alicante

ALICANTE, Enero 2020

Resumen

Las comunicaciones inalámbricas han supuesto una revolución en nuestra sociedad a la hora de comunicarnos e interactuar entre personas y máquinas. Uno de los elementos clave que hacen posible estas nuevas formas de comunicación son las antenas. Las antenas microstrip vienen siendo usadas desde los años '70 debido a su versatilidad y facilidad de diseño, integración, adaptación, fabricación, y transporte. Actualmente estas antenas están a la orden del día y su uso en la nueva generación de comunicaciones móviles, el 5G, será crucial.

En este proyecto de final de carrera se diseñarán una serie de antenas y conjunto de estas (arrays) en tecnología microstrip para distintas frecuencias como son: 2.4 GHz, banda actualmente usada internacionalmente para la transmisión de información mediante tecnologías Wi-Fi y Bluetooth, 6 GHz, banda actualmente reservada en España para el uso en radiocomunicaciones vía satélite y entre estaciones de comunicación fijas, y cuya posible utilización para el despliegue de redes 5G y nuevas tecnologías Wi-Fi está siendo estudiado, y 27 GHz, banda ya reservada para las comunicaciones móviles 5G.

Durante el proyecto se hará uso de la bibliografía existente en materia de antenas en tecnología microstrip, en especial la teoría recopilada por Constantine A. Balanis en su libro "Antenna Theory" y Rod Waterhouse en su libro "Microstrip Patch Antennas: A Designer's Guide", donde se recogen las principales ecuaciones necesarias para el correcto diseño de antenas microstrip y el conjunto de estas. Así mismo se hará uso de otros libros y artículos que han servido de ayuda para darle forma y sentido al proyecto.

Para el diseño y desarrollo de los arrays de antenas tipo parche en tecnología microstrip se hará uso de dos herramientas principales: MATLAB para el desarrollo de *scripts* de cálculo y la obtención de los datos necesarios para el correcto diseño de las antenas, y Ansys HFSS, para la implementación y simulación de la antena, una herramienta de análisis electromagnético profesional que facilitará la correcta comprensión de los resultados obtenidos y brindará todas las funciones necesarias para conocer la forma en la que la antena diseñada se comporta. Para cada frecuencia se realizarán seis diseños diferentes, desde un parche simple, hasta un array de 4x4 parches microstrip, excepto para el caso a 27 GHz, donde solo se llegará hasta el array 2x2 puesto que las limitaciones de diseño (alimentación, etc.) hacen que no sea útil el diseño de arrays tan complejos para el uso que las antenas a esta frecuencia pueden tener.

Tras el análisis de diseños y parámetros principales de cada antena, se realizará una conclusión sobre el proyecto en la que se tendrán en cuenta qué factores han sido claves para la limitación de la efectividad de los resultados obtenidos, así como recomendaciones para futuras líneas de trabajo relacionadas con el diseño de antenas microstrip y posibles nuevas características de las que se pueden dotar, como polarización circular o nuevos métodos de

alimentación.

Agradecimientos

Este trabajo de final de grado pone punto y seguido a mis cuatro años como estudiante de ingeniería de telecomunicaciones, y es aquí donde me es imposible no mirar atrás y observar con vértigo hasta donde he podido llegar. Pero todo este camino ha tenido muchos nombres y apellidos a los que me gustaría agradecer su apoyo y confianza:

A mis padres, Javier Martínez y Rosa Manzano, mi hermano, Alejando y toda mi familia, cuyo cariño, apoyo y confianza desde 1996 han hecho que pueda llegar hasta donde hoy me encuentro.

A todos aquellos docentes que, desde infantil hasta la universidad, me han servido como referentes, aportándome nuevas formas de ver el mundo y haciéndome ver cuál es mi camino en la vida: la tecnología y las telecomunicaciones.

A Stephan Marini y Miguel Angel Sanchez Soriano, mis dos tutores, por brindarme la oportunidad de realizar este proyecto sobre la materia que más me apasiona: las antenas, y haberme ofrecido en todo momento su ayuda y conocimientos.

A mis compañeros de clase por haber hecho que estos cuatro años de universidad hayan sido un poco más fáciles. En especial a Quique, cuyo apoyo y compañía durante todo este tiempo llevaré para el resto de mi vida, y a Plens, porque su dedicación y sus ganas de ayudar a los demás han marcado la forma de ser de una generación entera de *telecos*, y gracias a ello este TFG va a quedar precioso.

A Pablo Mateos por toda su ayuda para este TFG. Quién diría que cuatro años después de que la selectividad nos separara, unos simples elementos radiantes nos harían reencontrarnos.

Y a Anaida, por literalmente: TODO.

Wio, alguien en una terraza ha gritado, "Te amo"
Una suave interferencia, culpa al viento solar
Un poema embotellado que en estéreo ha aterrizado en mi inconsciente.

"Wio, Antenas y Pijamas" - Love Of Lesbian

Índice general

1. Introducción **1**
1.1. Las Telecomunicaciones . . . 1
1.2. Teoría de ondas y señales . . . 2
1.3. Las comunicaciones móviles . . . 6
1.3.1. Las primeras generaciones de telefonía . . . 6
1.3.2. La tercera generación . . . 8
1.3.3. Actualidad, la cuarta generación . . . 8
1.3.4. El futuro, la quinta generación . . . 9
1.4. Motivación . . . 11
1.5. Estructura del proyecto y metodología . . . 12

2. Teoría de Antenas **13**
2.1. Conceptos básicos . . . 13
2.2. Caracterización de antenas . . . 16
2.2.1. Polarización . . . 16
2.2.2. Impedancia . . . 18
2.2.3. Diagrama de Radiación . . . 19
2.2.4. Directividad . . . 21
2.2.5. Ganancia . . . 22
2.2.6. Eficiencia . . . 22
2.2.7. Ancho de banda y pérdidas de retorno . . . 23
2.3. Tipos de antenas . . . 24
2.3.1. Antenas de hilo . . . 24
2.3.1.1. Antena dipolo . . . 24
2.3.1.2. Antena Yagi-Uda . . . 25
2.3.1.3. Monopolo . . . 26
2.3.2. Antenas de apertura . . . 27
2.3.2.1. Bocinas . . . 27
2.3.2.2. Reflectores . . . 29
2.3.3. Antenas Microstrip . . . 30

3. Antenas Microstrip **33**
3.1. Introducción . . . 33
3.2. Características básicas . . . 33
3.3. Ondas en antenas microstrip . . . 35
3.4. Métodos de alimentación . . . 36
3.4.1. Métodos de alimentación directa . . . 37
3.4.1.1. Alimentación por línea microstrip . . . 37
3.4.1.2. Alimentación por sonda coaxial . . . 37

3.4.2. Métodos de alimentación indirecta . . . 37
3.4.2.1. Alimentación por proximidad . . . 38
3.4.2.2. Alimentación por ranura . . . 38
3.5. Métodos de análisis . . . 39
3.5.1. Método de análisis y diseño por línea de transmisión . . . 40
3.6. Otros parámetros de análisis . . . 45
3.6.1. Ancho de la línea de transmisión . . . 45
3.6.2. Altura de la línea de transmisión . . . 45
3.6.2.1. Transformador $\lambda/4$ . . . 46

4. Arrays de Antenas **49**
4.1. Introducción . . . 49
4.2. Arrays lineales . . . 50
4.3. Factor de array . . . 52
4.4. Influencia de los parámetros de diseño . . . 53
4.4.1. Número de elementos . . . 54
4.4.2. Espaciado de elementos . . . 54
4.4.3. Desfase progresivo . . . 54
4.5. Tipos de agrupaciones . . . 58
4.5.1. Polinomio de agrupación . . . 58
4.5.2. Agrupaciones unidimensionales . . . 58
4.5.2.1. Distribución uniforme . . . 59
4.5.2.2. Distribución triangular . . . 59
4.5.2.3. Distribución binómica . . . 60
4.5.3. Agrupación lineal uniforme . . . 61
4.5.3.1. Agrupaciones transversales . . . 61
4.5.3.2. Agrupaciones longitudinales . . . 62
4.5.4. Agrupaciones bidimensionales . . . 62
4.5.4.1. Agrupación bidimensional uniforme . . . 63
4.6. Alimentación de arrays . . . 64
4.6.1. Líneas de alimentación en serie . . . 65
4.6.2. Líneas de alimentación en paralelo . . . 65
4.7. Separación de elementos . . . 66

5. Diseño y análisis de arrays de parches microstrip **69**
5.1. Introducción . . . 69
5.2. Cálculos iniciales con MATLAB . . . 69
5.3. Diseño y Análisis en Ansys HFSS . . . 71
5.3.1. Consideraciones previas de Ansys HFSS . . . 72
5.3.2. Proceso de diseño en HFSS . . . 74
5.3.3. Análisis de los diseños . . . 87
5.3.3.1. Parche simple . . . 88
5.3.3.2. Array 2x1 Paralelo . . . 88
5.3.3.3. Array 2x2 Paralelo . . . 89
5.3.3.4. Array 4x1 Paralelo . . . 90
5.3.3.5. Array 4x2 Paralelo . . . 91

5.3.3.6. Array 4x4 Paralelo 92
5.3.3.7. Antenas a 27 GHz 93

6. Análisis de los resultados **95**
6.1. Parche Simple a 6 GHz 95
6.1.1. Pérdidas de retorno 95
6.1.2. Reactancia 96
6.1.3. Resistencia 96
6.1.4. Patrón de radiación 97
6.1.4.1. Plano E 97
6.1.4.2. Plano H 97
6.1.5. Radiación 3D 98
6.1.6. Campo eléctrico 99
6.1.7. Resumen 99
6.2. Array 2x1 a 2.4 GHz 100
6.2.1. Pérdidas de retorno 100
6.2.2. Reactancia 101
6.2.3. Resistencia 101
6.2.4. Patrón de radiación 102
6.2.4.1. Plano E 102
6.2.4.2. Plano H 102
6.2.5. Radiación 3D 103
6.2.6. Campo eléctrico 104
6.2.7. Resumen 104
6.3. Array 2x1 a 6 GHz 105
6.3.1. Pérdidas de retorno 105
6.3.2. Reactancia 106
6.3.3. Resistencia 106
6.3.4. Patrón de radiación 107
6.3.4.1. Plano E 107
6.3.4.2. Plano H 107
6.3.5. Radiación 3D 108
6.3.6. Campo eléctrico 109
6.3.7. Resumen 109
6.4. Array 2x2 a 2.4 GHz 110
6.4.1. Pérdidas de retorno 110
6.4.2. Reactancia 111
6.4.3. Resistencia 111
6.4.4. Patrón de radiación 112
6.4.4.1. Plano E 112
6.4.4.2. Plano H 112
6.4.5. Radiación 3D 113
6.4.6. Campo eléctrico 114
6.4.7. Resumen 114

6.5. Array 2x2 a 6 GHz . . . 115
6.5.1. Pérdidas de retorno . . . 115
6.5.2. Reactancia . . . 116
6.5.3. Resistencia . . . 116
6.5.4. Patrón de radiación . . . 117
6.5.4.1. Plano E . . . 117
6.5.4.2. Plano H . . . 117
6.5.5. Radiación 3D . . . 118
6.5.6. Campo eléctrico . . . 119
6.5.7. Resumen . . . 119
6.6. Array 4x1 a 2.4 GHz . . . 120
6.6.1. Pérdidas de retorno . . . 120
6.6.2. Reactancia . . . 121
6.6.3. Resistencia . . . 121
6.6.4. Patrón de radiación . . . 122
6.6.4.1. Plano E . . . 122
6.6.4.2. Plano H . . . 122
6.6.5. Radiación 3D . . . 123
6.6.6. Campo eléctrico . . . 124
6.6.7. Resumen . . . 124
6.7. Array 4x1 a 6 GHz . . . 125
6.7.1. Pérdidas de retorno . . . 125
6.7.2. Reactancia . . . 126
6.7.3. Resistencia . . . 126
6.7.4. Patrón de radiación . . . 127
6.7.4.1. Plano E . . . 127
6.7.4.2. Plano H . . . 127
6.7.5. Radiación 3D . . . 128
6.7.6. Campo eléctrico . . . 129
6.7.7. Resumen . . . 129
6.8. Array 4x2 a 2.4 GHz . . . 130
6.8.1. Pérdidas de retorno . . . 130
6.8.2. Reactancia . . . 131
6.8.3. Resistencia . . . 131
6.8.4. Patrón de radiación . . . 132
6.8.4.1. Plano E . . . 132
6.8.4.2. Plano H . . . 132
6.8.5. Radiación 3D . . . 133
6.8.6. Campo eléctrico . . . 134
6.8.7. Resumen . . . 134
6.9. Array 4x2 a 6 GHz . . . 135
6.9.1. Pérdidas de retorno . . . 135
6.9.2. Reactancia . . . 136
6.9.3. Resistencia . . . 136

6.9.4. Patrón de radiación . . . 137
6.9.4.1. Plano E . . . 137
6.9.4.2. Plano H . . . 137
6.9.5. Radiación 3D . . . 138
6.9.6. Campo eléctrico . . . 139
6.9.7. Resumen . . . 139
6.10. Array 4x4 a 2.4 GHz . . . 140
6.10.1. Pérdidas de retorno . . . 140
6.10.2. Reactancia . . . 141
6.10.3. Resistencia . . . 141
6.10.4. Patrón de radiación . . . 142
6.10.4.1. Plano E . . . 142
6.10.4.2. Plano H . . . 142
6.10.5. Radiación 3D . . . 143
6.10.6. Campo eléctrico . . . 144
6.10.7. Resumen . . . 144
6.11. Array 4x4 a 6 GHz . . . 145
6.11.1. Pérdidas de retorno . . . 145
6.11.2. Reactancia . . . 146
6.11.3. Resistencia . . . 146
6.11.4. Patrón de radiación . . . 147
6.11.4.1. Plano E . . . 147
6.11.4.2. Plano H . . . 147
6.11.5. Radiación 3D . . . 148
6.11.6. Campo eléctrico . . . 149
6.11.7. Resumen . . . 149
6.12. Parche Simple a 27 GHz . . . 150
6.12.1. Pérdidas de retorno . . . 150
6.12.2. Reactancia . . . 151
6.12.3. Resistencia . . . 151
6.12.4. Patrón de radiación . . . 152
6.12.4.1. Plano E . . . 152
6.12.4.2. Plano H . . . 152
6.12.5. Radiación 3D . . . 153
6.12.6. Campo eléctrico . . . 154
6.12.7. Resumen . . . 154
6.13. Array 2x1 a 27 GHz . . . 155
6.13.1. Pérdidas de retorno . . . 155
6.13.2. Reactancia . . . 156
6.13.3. Resistencia . . . 156
6.13.4. Patrón de radiación . . . 157
6.13.4.1. Plano E . . . 157
6.13.4.2. Plano H . . . 157
6.13.5. Radiación 3D . . . 158
6.13.6. Campo eléctrico . . . 159

6.13.7. Resumen 159
6.14. Array 2x2 a 27 GHz 160
6.14.1. Pérdidas de retorno 160
6.14.2. Reactancia 161
6.14.3. Resistencia 161
6.14.4. Patrón de radiación 162
6.14.4.1. Plano E 162
6.14.4.2. Plano H 162
6.14.5. Radiación 3D 163
6.14.6. Campo eléctrico 164
6.14.7. Resumen 164

7. Conclusiones y líneas futuras **167**

Bibliografía **171**

Lista de Acrónimos y Abreviaturas **175**

A. Anexo I - Códigos **177**
A.1. Calculador de dimensiones del parche 177

B. Anexo II - Dimensiones de los arrays de parches microstrip diseñados **179**
B.1. Parche Simple @ 2 GHz 180
B.2. Parche Simple @ 6 GHz 181
B.3. Array 2x1 @ 2.4 GHz 182
B.4. Array 2x1 @ 6 GHz 183
B.5. Array 2x2 @ 2.4 GHz 184
B.6. Array 2x2 @ 6 GHz 185
B.7. Array 4x1 @ 2.4 GHz 186
B.8. Array 4x1 @ 6 GHz 187
B.9. Array 4x2 @ 2.4 GHz 188
B.10. Array 4x2 @ 6 GHz 189
B.11. Array 4x4 @ 2.4 GHz 190
B.12. Array 4x4 @ 6 GHz 191
B.13. Parche Simple @ 27 GHz 192
B.14. Array 2x1 @ 27 GHz 193
B.15. Array 2x2 @ 27 GHz 194

Índice de figuras

1.1. James Clerk Maxwell (1831 - 1879). [3] 2
1.2. Ejemplo de funcion senoidal. 4
1.3. Representación esquemática de una Onda Electromagnética. [6] 5
1.4. Martin Cooper (Motorola) junto a teléfonos móviles de primera generación. [9] 7
1.5. Stadika: concepto de diseño de Small Cells 5G para la ciudad de Helsinki. [18] 11

2.1. Proceso de separación de campo eléctrico. 14
2.2. Antenas dipolo de media onda 15
2.3. Onda electromagnética polarizada linealmente. 16
2.4. Onda electromagnética polarizada circularmente. 17
2.5. Onda electromagnética polarizada elípticamente. 17
2.6. Circuito equivalente de una antena transmisora. [21] 18
2.7. Ejemplo de patrones de radiación en los planos E y H para antena dipolo. [26] 20
2.8. Comparación de los parámetros del diagrama de radiación en planos cartesianos y polares, [21] 21
2.9. Principales patrones de radiación. [21] 21
2.10. Representación gráfica de curva de parámetro S y ancho de banda de la antena 23
2.11. Conjunto de antenas dipolo. [29] 24
2.12. Diagramas de radiación del dipolo según su longitud. [21] 25
2.13. Antenas Yagi 26
2.14. Monopolo para transmisión de AM. [32] 26
2.15. Esquema de instalación de un monopolo. [27] 27
2.16. Bocina para comunicación satelital construida en 1959 por los laboratorios Bell. [33] 28
2.17. Antena parabólica del IRAM en Sierra Nevada, parte del proyecto Event Horizon para capturar la primera fotografía de un agujero negro. [34] 30
2.18. Array de antenas microstrip para aplicaciones satelitales. [35] 31

3.1. Satélite IOV Galileo. [39] 34
3.2. Partes de una antena microstrip. 36
3.3. Tipos de alimentación de antenas microstrip. 39
3.4. Modelo equivalente del circuito de la antena microstrip. 40
3.5. Antena microstrip según el modelo de línea de transmisión. 41
3.6. Modelado del incremento de longitud debido al efecto *fringing*. 42
3.7. Altura del *inset* para adaptar las impedancias. 44
3.8. Circuito con adaptador $\lambda/4$ 46
3.9. Ejemplo real de transformador $\lambda/4$ sobre un array microstrip 2x2 . [40] 47

4.1. Agrupación lineal de antenas sobre el eje Z. 50

4.2. Margen visible. [21] 54
4.3. Ceros en el plano Z y en el módulo del *FA* para el caso de un array de 8 elementos y distribución uniforme. [21] 59
4.4. Ceros en el plano Z y en el módulo del *FA* para el caso de un array de 7 elementos y distribución triangular. [21] 60
4.5. Ceros en el plano Z y en el módulo del *FA* para el caso de un array de 8 elementos y distribución binómica. [21] 61
4.6. Comparación de radiación *broadside* y *end-fire*. 63
4.8. Esquema de interconexión en serie. [37] 65
4.9. Esquema de interconexión en paralelo. [37] 67
4.10. Ejemplo de array de parches en configuración *corporate-feed*. [45] 67
4.11. Ejemplo de separación entre parches para el array 4x1 a 2.4 GHz 68

5.1. Creación del substrato 76
5.2. Creación del plano de masa 76
5.3. Creación del parche 77
5.4. Creación del feed principal 77
5.5. Asignación de material conductor al parche y al plano de masa 78
5.9. Configuración del simulador 78
5.6. Creación del wave port 79
5.7. Proceso de creación de los *insets* 79
5.8. Creación del la caja de radiación 80
5.10. Tetraedros creados por HFSS para calcular el comportamiento del sistema . . 81
5.11. Datos sobre la simulación actual 82
5.12. Pérdidas de retorno 83
5.13. Componente óhmica de la impedancia 84
5.14. Componente reactiva de la impedancia 84
5.15. Patrón de radiación del plano E 85
5.16. Patrón de radiación del plano H 85
5.17. Patrón de radiación 3D 86
5.18. Campos eléctricos en la superficie de la antena 87

6.1. Parámetro S_{11} para el parche simple a 6 GHz 95
6.2. Reactancia para el parche simple a 6 GHz 96
6.3. Resistencia para el parche simple a 6 GHz 96
6.4. Radiación en el plano E para el parche simple a 6 GHz 97
6.5. Radiación en el plano H para el parche simple a 6 GHz 97
6.6. Radiación 3D para el parche simple a 6 GHz 98
6.7. Distribución de campos eléctricos para el parche simple a 6 GHz 99
6.8. Parámetro S_{11} para el array 2x1 a 2.4 GHz 100
6.9. Reactancia para el array 2x1 a 2.4 GHz 101
6.10. Resistencia para el array 2x1 a 2.4 GHz 101
6.11. Radiación en el plano E para el array 2x1 a 2.4 GHz 102
6.12. Radiación en el plano H para el array 2x1 a 2.4 GHz 102
6.13. Radiación 3D para el array 2x1 a 2.4 GHz 103
6.14. Distribución de campos eléctricos para el para el array 2x1 a 2.4 GHz 104

6.15. Parámetro S_{11} para el array 2x1 a 6 GHz 105
6.16. Reactancia para el array 2x1 a 6 GHz 106
6.17. Resistencia para el array 2x1 a 6 GHz 106
6.18. Radiación en el plano E para el array 2x1 a 6 GHz 107
6.19. Radiación en el plano H para el array 2x1 a 6 GHz 107
6.20. Radiación 3D para el array 2x1 a 6 GHz 108
6.21. Distribución de campos eléctricos para el para el array 2x1 a 6 GHz 109
6.22. Parámetro S_{11} para el array 2x2 a 2.4 GHz 110
6.23. Reactancia para el array 2x2 a 2.4 GHz 111
6.24. Resistencia para el array 2x2 a 2.4 GHz 111
6.25. Radiación en el plano E para el array 2x2 a 2.4 GHz 112
6.26. Radiación en el plano H para el array 2x2 a 2.4 GHz 112
6.27. Radiación 3D para el array 2x2 a 2.4 GHz 113
6.28. Distribución de campos eléctricos para el para el array 2x2 a 2.4 GHz 114
6.29. Parámetro S_{11} para el array 2x2 a 6 GHz 115
6.30. Reactancia para el array 2x2 a 6 GHz 116
6.31. Resistencia para el array 2x2 a 6 GHz 116
6.32. Radiación en el plano E para el array 2x2 a 6 GHz 117
6.33. Radiación en el plano H para el array 2x2 a 6 GHz 117
6.34. Radiación 3D para el array 2x2 a 6 GHz 118
6.35. Distribución de campos eléctricos para el para el array 2x2 a 6 GHz 119
6.36. Parámetro S_{11} para el array 4x1 a 2.4 GHz 120
6.37. Reactancia para el array 4x1 a 2.4 GHz 121
6.38. Resistencia para el array 4x1 a 2.4 GHz 121
6.39. Radiación en el plano E para el array 4x1 a 2.4 GHz 122
6.40. Radiación en el plano H para el array 4x1 a 2.4 GHz 122
6.41. Radiación 3D para el array 4x1 a 2.4 GHz 123
6.42. Distribución de campos eléctricos para el para el array 4x1 a 2.4 GHz 124
6.43. Parámetro S_{11} para el array 4x1 a 6 GHz 125
6.44. Reactancia para el array 4x1 a 6 GHz 126
6.45. Resistencia para el array 4x1 a 6 GHz 126
6.46. Radiación en el plano E para el array 4x1 a 6 GHz 127
6.47. Radiación en el plano H para el array 4x1 a 6 GHz 127
6.48. Radiación 3D para el array 4x1 a 6 GHz 128
6.49. Distribución de campos eléctricos para el para el array 4x1 a 6 GHz 129
6.50. Parámetro S_{11} para el array 4x2 a 2.4 GHz 130
6.51. Reactancia para el array 4x2 a 2.4 GHz 131
6.52. Resistencia para el array 4x2 a 2.4 GHz 131
6.53. Radiación en el plano E para el array 4x2 a 2.4 GHz 132
6.54. Radiación en el plano H para el array 4x2 a 2.4 GHz 132
6.55. Radiación 3D para el array 4x2 a 2.4 GHz 133
6.56. Distribución de campos eléctricos para el para el array 4x2 a 2.4 GHz 134
6.57. Parámetro S_{11} para el array 4x2 a 6 GHz 135
6.58. Reactancia para el array 4x2 a 6 GHz 136
6.59. Resistencia para el array 4x2 a 6 GHz 136

6.60. Radiación en el plano E para el array 4x2 a 6 GHz 137
6.61. Radiación en el plano H para el array 4x2 a 6 GHz 137
6.62. Radiación 3D para el array 4x2 a 6 GHz 138
6.63. Distribución de campos eléctricos para el para el array 4x2 a 6 GHz 139
6.64. Parámetro S_{11} para el array 4x4 a 2.4 GHz 140
6.65. Reactancia para el array 4x4 a 2.4 GHz 141
6.66. Resistencia para el array 4x4 a 2.4 GHz 141
6.67. Radiación en el plano E para el array 4x4 a 2.4 GHz 142
6.68. Radiación en el plano H para el array 4x4 a 2.4 GHz 142
6.69. Radiación 3D para el array 4x4 a 2.4 GHz 143
6.70. Distribución de campos eléctricos para el para el array 4x4 a 2.4 GHz 144
6.71. Parámetro S_{11} para el array 4x4 a 6 GHz 145
6.72. Reactancia para el array 4x4 a 6 GHz 146
6.73. Resistencia para el array 4x4 a 6 GHz 146
6.74. Radiación en el plano E para el array 4x4 a 6 GHz 147
6.75. Radiación en el plano H para el array 4x4 a 6 GHz 147
6.76. Radiación 3D para el array 4x4 a 6 GHz 148
6.77. Distribución de campos eléctricos para el para el array 4x4 a 6 GHz 149
6.78. Parámetro S_{11} para el parche simple a 27 GHz 150
6.79. Reactancia para el parche simple a 27 GHz 151
6.80. Resistencia para el parche simple a 27 GHz 151
6.81. Radiación en el plano E para el parche simple a 27 GHz 152
6.82. Radiación en el plano H para el parche simple a 27 GHz 152
6.83. Radiación 3D para el parche simple a 27 GHz 153
6.84. Distribución de campos eléctricos para el parche simple a 27 GHz 154
6.85. Parámetro S_{11} para el Array 2x1 a 27 GHz 155
6.86. Reactancia para el Array 2x1 a 27 GHz 156
6.87. Resistencia para el Array 2x1 a 27 GHz 156
6.88. Radiación en el plano E para el Array 2x1 a 27 GHz 157
6.89. Radiación en el plano H para el Array 2x1 a 27 GHz 157
6.90. Radiación 3D para el Array 2x1 a 27 GHz 158
6.91. Distribución de campos eléctricos para el Array 2x1 a 27 GHz 159
6.92. Parámetro S_{11} para el Array 2x2 a 27 GHz 160
6.93. Reactancia para el Array 2x2 a 27 GHz 161
6.94. Resistencia para el Array 2x2 a 27 GHz 161
6.95. Radiación en el plano E para el Array 2x2 a 27 GHz 162
6.96. Radiación en el plano H para el Array 2x2 a 27 GHz 162
6.97. Radiación 3D para el Array 2x2 a 27 GHz 163
6.98. Distribución de campos eléctricos para el Array 2x2 a 27 GHz 164

B.1. Dimensiones del parche simple a 2.4 GHz 180
B.2. Dimensiones del parche simple a 6 GHz 181
B.3. Dimensiones del array 2x1 a 2.4 GHz 182
B.4. Dimensiones del array 2x1 a 6 GHz 183
B.5. Dimensiones del array 2x2 a 2.4 GHz 184

B.6. Dimensiones del array 2x2 a 6 GHz 185
B.7. Dimensiones del array 4x1 a 2.4 GHz 186
B.8. Dimensiones del array 4x1 a 6 GHz 187
B.9. Dimensiones del array 4x2 a 2.4 GHz 188
B.10. Dimensiones del array 4x2 a 6 GHz 189
B.11. Dimensiones del array 4x4 a 2.4 GHz 190
B.12. Dimensiones del array 4x4 a 6 GHz 191
B.13. Dimensiones del parche simple a 27 GHz 192
B.14. Dimensiones del array 2x1 a 27 GHz 193
B.15. Dimensiones del array 2x2 a 27 GHz 194

Índice de tablas

3.1. Resumen de características de cada tipo de alimentación 39

4.1. Efecto de adición de elementos sobre array lineal. 55
4.2. Efecto de la separación de elementos sobre array lineal. 56
4.3. Efecto del desfase de alimentación de los elementos sobre array lineal. 57
4.4. Principales valores de separación entre parches 66

5.1. Resumen de dimensiones de parche único microstrip 74
5.2. Dimensiones de parche único microstrip a 2.4 GHz 88
5.3. Dimensiones de parche único microstrip a 6 GHz 88
5.4. Dimensiones de array 2x1 microstrip a 2.4 GHz 89
5.5. Dimensiones de array 2x1 microstrip a 6 GHz 89
5.6. Dimensiones de array 2x2 microstrip a 2.4 GHz 90
5.7. Dimensiones de array 2x2 microstrip a 6 GHz 90
5.8. Dimensiones de array 4x1 microstrip a 2.4 GHz 91
5.9. Dimensiones de array 4x1 microstrip a 6 GHz 91
5.10. Dimensiones de array 4x2 microstrip a 2.4 GHz 92
5.11. Dimensiones de array 4x2 microstrip a 6 GHz 92
5.12. Dimensiones de array 4x4 microstrip a 2.4 GHz 93
5.13. Dimensiones de array 4x4 microstrip a 6 GHz 93
5.14. Dimensiones del parche simple a 27 GHz 94
5.15. Dimensiones del array 2x1 a 27 GHz 94
5.16. Dimensiones del array 2x2 a 27 GHz 94

6.1. Parámetros característicos del parche único microstrip a 6 GHz 100
6.2. Parámetros característicos para el array 2x1 a 2.4 GHz 104
6.3. Parámetros característicos del array 2x1 a 6 GHz 109
6.4. Parámetros característicos del array 2x2 a 2.4 GHz 115
6.5. Parámetros característicos del array 2x2 a 6 GHz 120
6.6. Parámetros característicos del array 4x1 a 2.4 GHz 124
6.7. Parámetros característicos del array 4x1 a 6 GHz 129
6.8. Parámetros característicos del array 4x2 a 2.4 GHz 134
6.9. Parámetros característicos del array 4x2 a 6 GHz 139
6.10. Parámetros característicos del array 4x4 a 2.4 GHz 145
6.11. Parámetros característicos del array 4x4 a 6 GHz 150
6.12. Parámetros característicos del parche único microstrip a 27 GHz 155
6.13. Parámetros característicos del Array 2x1 a 27 GHz 159
6.14. Parámetros característicos del parche único microstrip a 27 GHz 165

7.1. Resumen de los parámetros obtenidos en los diseños 169

Índice de Códigos

5.1. Declaración de variables iniciales 70
5.2. Parámetros de diseño de la antena 70
5.3. Parámetros de diseño de la línea de alimentación 70
5.4. Parámetros de diseño del *inset* 71

A.1. *AntennaPatchCalculator.m* 177

1. Introducción

A lo largo de este trabajo de final de grado se hará referencia a una gran parte de los conceptos básicos de Ingeniería de Telecomunicaciones que han sido impartidos durante el grado. Es por ello que en esta introducción se realizará un repaso de estos conceptos, términos y teorías imprescindibles para poder realizar y entender este estudio.

Se realizará también una breve contextualización del proyecto para dar a entender la necesidad de esta tecnología de antenas para la nueva generación de comunicaciónes móviles en actual desarrollo: el 5G.

1.1. Las Telecomunicaciones

Para entender el concepto de "Telecomunicación" es importante fijarse en cómo la etimología de la palabra nos lleva hasta su raíz: *comunicación*. La comunicación, en su significado más primitivo, es el proceso de intercambio de información entre dos sujetos definidos: un emisor que genera y emite esta información, y un receptor que la recibe y la procesa. Además, en el proceso de comunicación siempre se encontrará un tercer interviniente: el medio, encargado de transportar la información entre ambos sujetos. Por otro lado, queda el prefijo *tele*, proveniente del griego: lejos o distancia. Se si regresa a la palabra original se puede definir el concepto de "Telecomunicación" como: el proceso de intercambio de información a distancia, y aunque es una definición correcta, dista del concepto de "Telecomunicaciones" que es utilizado día a día, el cual, trae consigo la incursión de la tecnología en él. Es por ello que la Real Academia Española (RAE) define el concepto de "Telecomunicación" como: [1]

> Sistema de transmisión y recepción a distancia de señales de diversa naturaleza por medios electromagnéticos.

En esta nueva definición incluimos un nuevo concepto imprescindible para poder adentrarse en las telecomunicaciones actuales: el electromagnetismo o la interacción entre campos eléctricos y magnéticos. Este último concepto hace que se pueda entender actualmente a las telecomunicaciones como una rama científica que estudia la transmisión de información, no entre sujetos personales como se han entendido hasta ahora, sino entre máquinas. Cualquier máquina ahora podrá actuar como un sujeto transmisor, que podrá emitir información codificada de una manera determinada de forma que uno o más receptores sean capaces de recibir, decodificar y procesar esta información de manera automática.

El electromagnetismo es la rama de la ciencia encargada de estudiar la interacción entre partículas cargadas con campos eléctricos y magnéticos. El conjunto de fenómenos electromagnéticos que se conocen hoy en día fueron estudiados por científicos como *H.C. Ørsted*, *André-Marie Ampère* o *Michael Faraday* y unificados por *James Clerk Maxwell* (Fig: 1.1) en

su obra de 1865, *A dynamical theory of the electromagnetic field* [2], donde se recogen las cuatro ecuaciones denominadas como "Ecuaciones de Maxwell". La transmisión de la comunicación entre máquinas se realizará mediante impulsos eléctricos que, dada su naturaleza a variar con el tiempo y teniendo en cuenta la teoría electromagnética, se transformarán en impulsos magnéticos y viceversa. Estos impulsos electromagnéticos se transmitirán a través de un medio, en forma de Ondas Electromagnéticas (OEM). A lo largo de los sigueintes capítulos se estudiará con más detenimiento los conceptos relacionados con las ondas y el medio.

Figura 1.1: James Clerk Maxwell (1831 - 1879). [3]

1.2. Teoría de ondas y señales

Como se mencionó anteriormente, en el proceso de comunicación en el ámbito de las telecomunicaciones la información se envía en forma de señales. Se consideran las señales como un conjunto de impulsos electromagnéticos transmitidos por un emisor y codificados de una manera determinada para que el o los receptores a los que vaya dirigido puedan procesar la información contenida en una señal o conjunto de ellas. Esta información transmitida en forma de señales es el mensaje.

Una señal electromagnética se caracteriza por el hecho de variar su intensidad en el dominio temporal. El ejemplo más básico lo encontramos en la onda Seno o Coseno de la figura

1.2. De esta señal es posible obtener tres parámetros básicos imprescindibles para describir cualquier otra posible señal: amplitud, frecuencia y fase.

Se define la amplitud como la variación máxima respecto a un origen determinado y es medido en una magnitud física concreta, en el caso mencionado, la amplitud sería de una unidad, pudiendo ser esta voltios o vatios entre otros. Al tratarse de una señal oscilante aparece el concepto de frecuencia como el número de veces que la señal vuelve a su origen en un tiempo determinado de 1 segundo, la unidad de medida de este parámetro es el *hertzio* (**Hz**), para el caso mencionado, la frecuencia de la onda es de 1 Hz, puesto que en un segundo la onda realiza un ciclo completo.

Finalmente, se denomina fase al concepto de adelanto o retraso de la onda en el dominio temporal con respecto a un origen determinado, normalmente es representado mediante el símbolo *phi* (**Φ**) y es medido en grados o radianes según sea conveniente. Para el caso mencionado la fase sería 0^{o}, puesto que se conoce que una onda seno tiene origen en este valor y no se aprecia ningún adelanto o retraso en la onda mencionada con respecto a este.

Es posible agrupar estos parámetros en forma de ecuación analítica para el caso de una onda simple sin perdidas físicas ni amortiguación y con un movimiento armónico simple como:

$$x(t) = A \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f + \phi) \tag{1.1}$$

A partir de los parámetros básicos de las ondas es posible el desarrollo de otros parámetros alternativos que facilitan su comprensión y análisis como son: la longitud de onda, definida como la distancia entre los picos o valles de una onda, o el periodo, definido como el tiempo que tarda una onda en recorrer un ciclo completo. Estos dos nuevos parámetros se representan en las ecuaciones 1.2a y 1.2b donde c es la velocidad de la onda y f la frecuencia de esta.

$$\lambda = \frac{c}{f} \tag{1.2a}$$

$$T = \frac{1}{f} \tag{1.2b}$$

Pero ondas como la que se hacen referencia en la figura 1.2, cuyo tipo de movimiento es el movimiento armónico simple, no reflejan la realidad y la complejidad de las ondas normalmente usadas para la transmisión de información mediante OEM. Otros conceptos como la atenuación o la amortiguación han de ser tomados en cuenta para describir con mayor precisión el comportamiento de las ondas en medios de transmisión reales como el aire. Si centramos el estudio en las OEM, encargadas de transportar los mensajes en forma de energía electromagnética, se conoce que el medio en el que se propagan no tiene porqué ser necesariamente el aire, ya que estas se pueden propagar en el vacío. En este medio, las OEM se propagarán a una velocidad de 299 792 458 m/s, o más conocida como la velocidad de la luz, ya que la luz en sí es una onda electromagnética.

Cuando analizamos un conjunto de partículas subatómicas (electrones o protones) se puede comprobar como a sus alrededores se producen campos eléctricos debido a la interacción

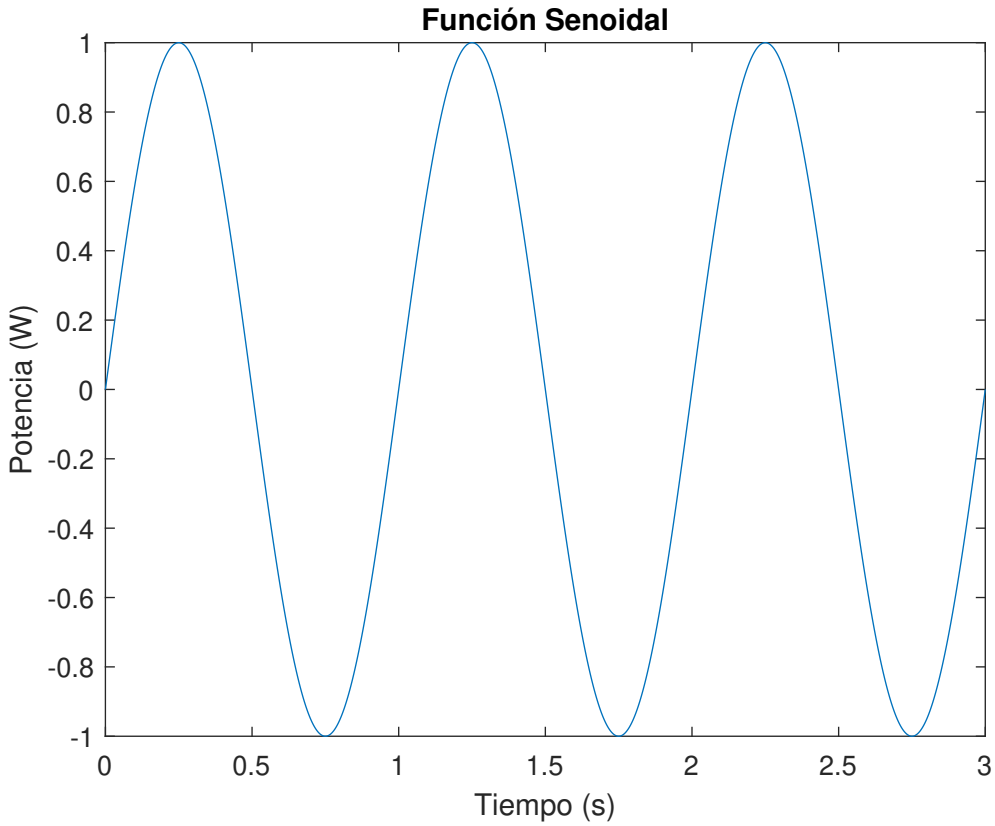


Figura 1.2: Ejemplo de funcion senoidal.

entre estos, de repulsión o atracción. A su vez, esta interacción en forma de movimiento de las partículas, produce un campo magnético sobre estas. Es entonces donde, la suma de ambos campos debido a las interacciones entre partículas producen campos electromagnéticos, medio donde se propagaran las OEM. [4]

Las OEM poseen ciertas características que las describen como son su velocidad de fase y grupo, no teniendo porqué ser iguales, ni a su vez iguales a la velocidad de propagación en el vacío. Su vector de onda, el cual apunta la dirección en la que se dirige una onda y cuya magnitud es el número de onda. O su polarización, propiedad que aparecen en las ondas transversales como es el caso de las electromagnéticas. Por convención, cuando se habla de polarización de una OEM se hace referencia a la dirección del campo eléctrico. Existen tres tipos de polarizaciones principales: lineal, circular y elíptica, y es importante remarcar que a lo largo de este estudio todas las antenas a analizar y estudiar serán diseñadas para trabajar con polarización lineal. Si una OEM de una polarización distinta a la acordada intentara resonar en una de las antenas diseñadas, esta no llegaría a ser captada correctamente y la atenuación producida no permitiría una posible de codificación de esta. [5]

Hasta el momento solo se ha mencionado las señales como mensajes codificados en OEM

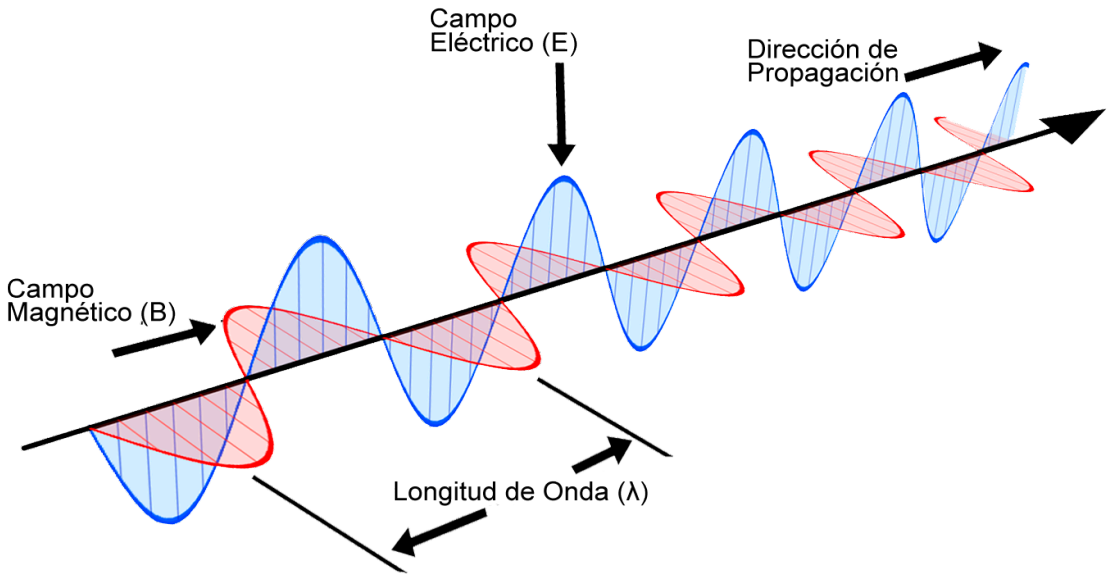


Figura 1.3: Representación esquemática de una Onda Electromagnética. [6]

que varían en el dominio temporal, pero gracias al matemático *Joseph Fourier* (1768 - 1830), se pudo empezar a estudiar las ondas desde otro dominio: la frecuencia. Fourier desarrolló una serie de transformaciones matemáticas capaces de convertir las expresiones analíticas descritas en un dominio temporal a un dominio frecuencial y viceversa, a las que se denominaron como: *Transformadas de Fourier*, basadas en el *Teorema de Fourier* el cual señala que cualquier señal periódica puede descomponerse mediante una suma infinita de funciones de tipo sinusoidal ponderadas de forma determinada en amplitud y fase y cuyas frecuencias estén relacionadas armónicamente con la frecuencia fundamental de la onda a analizar.

Gracias a la Transformada de Fourier podemos analizar y sintetizar cualquier onda independientemente de su naturaleza física o matemática, y aunque no será usada como tal a lo largo de este trabajo, se hace necesario remarcar la importancia de este desarrollo matemático y la imprescindible contribución hacia el desarrollo de áreas como la acústica o las telecomunicaciones ya que todo avance realizado en esta materia tiene intrínseca la participación de la Transformada de Fourier, como es en nuestro caso, en el que toda representación de señales se realizará en el dominio frecuencial así como el hecho de poder analizar el factor de array gracias a las series de Fourier, como se verá en el capítulo 4.

Para terminar con el proceso de intercambio de información se hace indispensable mencionar al medio el cual puede tener dos naturalezas: guiado o radiado. El medio guiado o alámbrico es aquel que depende de una superficie conductora para transmitir la información, por lo general, un cable con propiedades conductoras como cobre u oro, pero también entran en esta categoría la fibra óptica, que transmite por sus filamentos los mensajes codificados en impulsos de luz.

Por otro lado tenemos el medio radiado o también denominado inalámbrico o no guiado, cuyo medio de transporte son los campos electromagnéticos. En este medio no es posible observar las ondas viajar por el espacio, exceptuando el rango de frecuencias correspondiente a la luz visible dentro del espectro electromagnético. Una de las principales propiedades de este medio es que las ondas que viajan a distinta frecuencia son inmunes entre sí a interferirse, lo que permite que los mensajes lleguen del emisor al receptor sin apenas haber sido afectadas en su trayecto por otros mensajes viajando por el campo electromagnético. A partir de ahora el papel del emisor y receptor será tomado por las antenas, las cuales serán capaces de enviar o recibir señales transmitidas en el campo electromagnético en una o varias frecuencias o longitudes de onda. Es por esto que las antenas quedan ahora como los elementos claves para la transmisión de información inalámbrica.

En la actualidad existen varios tipos de antenas, como estudiaremos más detenidamente en el capítulo 3 y cada uno de ellas se adaptará más específicamente a nuestras necesidades de directividad, ganancia, ancho de banda o eficiencia entre otros. En el estudio que se va a realizar, se diseñarán una serie de arrays de parches en tecnología microstrip que será capaz de trabajar a las frecuencias especificadas para la 5ª Generación (5G) de comunicaciones móviles por el 3rd Generation Partnership Project (3GPP) así como otras tecnologías como Wi-Fi o Bluetooth.

1.3. Las comunicaciones móviles

1.3.1. Las primeras generaciones de telefonía

Las comunicaciones inalámbricas han supuesto una revolución desde su aparición a finales del siglo XX hasta la actualidad. El avance de la tecnología, la miniaturización de los componentes, la necesidad de comunicación internacional e incluso las competencias económicas han sido factores claves en la evolución de las comunicaciones móviles. Al hablar de comunicaciones móviles se incluyen en su espectro desde aquellas primeras comunicaciones analógicas como el *Walkie Talkie* o la 1ª Generación (1G) hasta los métodos actuales más avanzados como la 4ª Generación (Long Term Evolution) (4G LTE), comunicaciones vía satélite o Voice over IP (VoIP). Si se estrecha el círculo al ámbito de la telefonía móvil se puede observar como desde los años 80 distintos estándares de comunicaciones móviles han sido adoptados de la mano de la tecnología disponible en la época e incluso obligando a esta a mejorar para conseguir unos mejores resultados sobre el estándar.

El 1G fue el primer estándar de telefonía móvil. Fue lanzado en 1979 por la Nippon Telegraph and Telephone (NTT) en Japón, donde rápidamente se extendió su uso desde su comienzo en el área metropolitana de Tokyo hasta cubrir por completo el área de la isla. Dos años más tarde en 1981 la Nordic Mobile Telephone (NMT) empezó a desplegar esta red en países como Finlandia, Dinamarca o Noruega y más tarde extendiéndose hasta Rusia bajo su propio estándar. En Estados Unidos y Australia esta generación se desplegó bajo el estándar Advanced Mobile Phone System (AMPS) desarrollado por Motorola y en Reino Unido como Total Access Communications System (TACS). [7]

En España la Compañía Telefónica Nacional de España (CTNE) actualmente conocida como Telefónica, desplegó, bajo el servicio MoviLine, su oferta de 1G mediante el estándar ETACS, una actualización del sistema TACS que incluía una nueva banda de frecuencias. Esta primera generación de telefonía móvil se basaba en el uso de la electrónica sólo en los servicios de red de acceso, ya que el resto de la red de comunicación se sostenía sobre la red analógica de telefonía ya existente en cada país, con lo que solo se permitía el tráfico de voz sobre ella. [8]

Figura 1.4: Martin Cooper (Motorola) junto a teléfonos móviles de primera generación. [9]

Tras una década, en el año 1992, apareció el siguiente estándar de telefonía, la 2ª Generación (2G), donde se adoptaron sistemas digitales tanto en la red de acceso o Radio Access Network (RAN), como en el Core, es decir la parte central de la red de telecomunicaciones donde, entre otras funcionalidades, se enruta el tráfico. El estándar asociado al 2G fue el denominado Global System for Mobile Communications (GSM), este era capaz de, además de realizar llamadas, ahora sí sobre la red digital, la transmisión de paquetes de datos, lo que permitió el uso de mensajería instantánea con el SMS o las primeras conexiones a Internet móvil, aun más consolidado con la evolución del estándar GSM: el General Packet Radio Service (GPRS), que conseguía throughputs, o tasas de transmisión efectivas de hasta 230 Kbps en su último release (EDGE), también conocido como el 2.5G. [10]

Esta generación de telefonía móvil se desplegó sobre las bandas de 900 y 1800 Mhz. En España, tras la desaparición del servicio MoviLine, apareció Movistar, también bajo el mando

de Telefónica, con el primer despliegue de red digital móvil. Tras la liberación del mercado de las telecomunicaciones, otras operadoras como Airtel (Vodafone) o Amena (Orange) empezaron a ofrecer sus servicios móviles a nivel nacional. [11]

Otra de las novedades del estándar 2G fue la incursión de la denominada Tarjeta SIM, la cual permitía identificar a cada suscriptor. En su interior era capaz de almacenar la información sobre la suscripción del usuario, un directorio telefónico o los parámetros de la red a la que se debía conectar según la operadora. Actualmente la mayoría de países que adoptaron esta tecnología están en proceso de desconexión de sus estaciones bases 2G puesto que se considera un estándar ya obsoleto y su uso ha quedado restringido a ciertas zonas donde las operadoras no consideraron conveniente el despliegue de nuevas redes de telefonía como en zonas rurales o carreteras. [11]

1.3.2. La tercera generación

A principios de este siglo, la 3ª Generación (3G) de telefonía fue lanzada por la International Telecommunication Union (ITU) bajo el nombre de IMT-2000. A esta generación de telefonía también se le denominó Universal Mobile Telecommunications System (UMTS), y es que es el primer estándar que aseguraba compatibilidad telefónica entre países ya que el consorcio encargado de velar por el correcto uso del estándar, la 3GPP, estaba formado por empresas tecnológicas internacionales como American Telephone and Telegraph (ATT), Ericsson, Motorola o NTT. Este nuevo servicio de telefonía permitía conectividades de hasta 20 Mbps en su banda de 2100 MHz, lo que permitió la proliferación de los *smartphones*, donde ahora ya era posible acceder fácilmente a Internet, el correo electrónico u otros servicios multimedia online. [10, 12]

El 3G implementaba un nuevo tipo de modulación denominada Wideband Code Division Multiple Access (W-CDMA), el cual permitía una mayor eficiencia espectral debido a que todos los usuarios eran capaces de transmitir simultáneamente, pero separados mediante códigos de identificación únicos. Para separar la señal en el medio de transmisión cada bit era multiplicado por el código de identificación de cada usuario. Conforme pasaron los años, nuevos sub-estándares fueron lanzados mejorando las especificaciones iniciales del 3G, como el High Speed Packet Access (HSPA), que permitía tasas de transmisión de hasta 42 Mbps y 168 Mbps en HSPA+ e introducía por primera vez los conceptos de Multiple Input Multiple Output (MIMO) y *beamforming* que se explicarán más adelante.

1.3.3. Actualidad, la cuarta generación

Finalmente, en el año 2013 se lanzó oficialmente el 4G LTE, desarrollado también por el 3GPP. El término LTE, en español, "evolución a largo plazo" es adoptado para este estándar puesto que realmente esta generación no añade una arquitectura nueva al sistema sino que se basa en las arquitecturas ya consolidades del 3G y el 2G. Es por esto que la ITU no consideró que el LTE desplegado actualmente sea una completa nueva generación, en este caso 4ª Generación (4G). Las principales características del Long Term Evolution (LTE) son un incremento de las tasas de transmisión, una mayor eficiencia energética y seguridad, una

menor latencia, y más fácil de desplegar por los operadores. [10, 13]

Con el LTE se han llegado a conseguir tasas de hasta 173 Mbps de bajada, y con la implementación de MIMO con 4 antenas en los dispositivos, esta se duplicaba hasta los 300 Mbps. Además, en este nuevo estándar, sólo se utiliza la conmutación de paquetes, es decir, se descartaban por completo en el Core de la red, los antiguos sistemas de conmutación de circuitos para transferir las llamadas. La modulación escogida para el LTE fue la Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM), la cual transporta la información modulada en Quadrature Amplitude Modulation (QAM) pero multiplexado en un conjunto de diferentes portadoras, lo que permite una mayor eficiencia espectral con respecto al 3G.

1.3.4. El futuro, la quinta generación

El 5G es el nuevo estándar de telefonía móvil, sucesora de la 4G, llevado a cabo por el 3GPP en su Release 15 y 16. Este nuevo estándar de telefonía permitirá: [14, 15, 16]

- Conexiones con throughputs, o tasas de transmisión efectivas de hasta 10 Gbps, es decir, hasta 10 veces más rápido que el 4G.
- La latencia, definida como la suma de retrasos temporales producidas en un sistema de comunicación debido a la velocidad de propagación limitada, perdidas, etc. se reducirán hasta valores de 1 ms en comparación con el rango de entre 30 y 50 ms que obtenemos en redes 4G y Wi-Fi.
- Capacidad de conexiones masivas para dispositivos Internet Of Things (IoT), lo que permitirá el desarrollo de redes de comunicación Machine To Machine (M2M) aumentando la eficiencia energética de estas, así como su disponibilidad y seguridad, lo que será imprescindible para tecnologías emergentes como la conducción autónoma o las Smart Cities, es decir, el proceso de uso de las Tecnologías de la Información y la Comunicación (TIC) para modernizar el entorno urbano ofreciendo servicios de mejora del transporte público, seguridad ciudadana, ahorro energético, etc.
- Mejora de la diversidad en recepción con respecto al 4G mediante el uso del MIMO Masivo. Esta tecnología aprovecha el uso de múltiples antenas sobre un mismo dispositivo para usarlas como enlaces independientes, de forma que la velocidad de conexión pueda aumentar de forma significativa. Con Massive MIMO (mMIMO) se dispondrán de decenas de antenas por dispositivo para hacer que la conexión sea más rápida y eficiente.
- El uso de *beamforming*, proceso por el cual se direcciona el haz de emisión de la antena y mediante técnicas de procesado digital se calcula en qué dirección se hará más eficiente la comunicación entre la antena y el dispositivo además de poder hacer cálculos sobre ruido e interferencias para mejorar la eficiencia de la antena.

Además, el 5G emitirá sobre nuevas bandas de frecuencia, las cuales categorizaremos como *Bandas Sub-6GHz* y *Bandas Super-6GHz*. En el caso del plan nacional para el 5G aprobado por el Ministerio de Industria, Comercio y Turismo (MINETUR), principal responsable de

la gestión de los temas referentes a telecomunicaciones a nivel estatal en España, las bandas de frecuencias aprobadas para el 5G son:

- **700 Mhz:** esta banda antes usada para la retransmisión de la Televisión Digital Terrestre (TDT) y adjudicada para su uso en el 5G mediante el segundo dividendo digital [17] será clave para la retransmisión de señales móviles 5G que necesitan alcanzar los interiores de los hogares y las oficinas puesto que su mayor longitud de onda con respecto a otras bandas la hace apta para penetrar o difractar sobre muros.

- **3.4-3.8 GHz:** estas bandas de frecuencias eran anteriormente usadas para radioenlaces de transporte de señal de televisión, actualmente en desuso. Permitirán mayores tasas de velocidad con respecto a los 700 Mhz, pero su atenuación será mayor, lo que la hace adecuada para transmisión en zonas urbanas o carreteras.

- **27 GHz:** en este rango de frecuencias entramos en las denominadas como Millimeter Wave (mmWave) es decir, ondas cuya longitud de onda esté en el orden de milímetros. Esta banda de frecuencia presume de tener mayor disponibilidad en cuanto a ancho de banda lo que permitirá conexiones de banda ancha ultra rápidas.

Como se puede ver, la tendencia futura en cuanto a comunicaciones móviles de alta velocidad va de la mano y es directamente proporcional a la frecuencia a la que se emita la señal, pero a su vez, este incremento de frecuencia hace más vulnerables a las transmisiones de ser interferidas o atenuadas durante su transmisión, lo que haría muy difícil el uso de las redes 5G cuando la antena se sitúa en el exterior y los dispositivos en interiores. En este escenario surge el concepto, ya existente en el 4G del uso de *Small Cells*. Las *Small Cells* son pequeñas estaciones base que se sitúan en puntos estratégicos tanto en interiores como oficinas o centros comerciales, como en exteriores en sitios con una gran afluencia de personas y por ende, de dispositivos móviles.

En el 5G, el concepto de *Small Cell* (fig. 1.5) es imprescindible. Debido al crecimiento exponencial del uso de dispositivos por parte de usuarios y empresas cada vez se hará más difícil el hecho de que una sola estación base pueda dar cobertura y una tasa de transmisión aceptables al estándar a estos dispositivos. Es por ello que en los nuevos despliegues de 5G las operadoras se inclinarán más por el uso de muchas *Small Cells* a lo largo de la ciudad que den servicio a los usuarios de un rango muy limitado de espacio, pero con muy buena cobertura y tasas de transmisión, que a la instalación de estaciones base convencionales que dan cobertura en radios muy amplios de distancia, lo que en grandes urbes puede suponer la saturación de la propia estación base.

Bajo todo este nuevo escenario de comunicaciones avanzadas que plantea para un futuro muy cercano se han de plantear qué tecnologías se usarán para cubrir las metas y especificaciones marcadas de la manera más robusta y eficiente. El 5G tendrá una completa dependencia de los sistemas informáticos diseñados para alcanzar estas metas, mediante técnicas de procesado digital y nuevos algoritmos podremos ir añadiendo características e incluso mejorando las ya existentes sin necesidad de alterar todo el sistema ya instalado en la red.

Figura 1.5: Stadika: concepto de diseño de Small Cells 5G para la ciudad de Helsinki. [18]

1.4. Motivación

Ante todo este nuevo escenario de tecnología móvil que se plantea para los próximos años cabe la necesidad de adaptar la tecnología existente para ser compatible con las nuevas especificaciones. En el fondo la pieza clave de toda comunicación inalámbrica digital es la antena, y es importante que un correcto diseño de esta para asegurar que los parámetros de funcionamiento de están aseguren una correcta adaptación al estándar.

Las antenas de parche de tipo microstrip llevan siendo usadas durante décadas para la transmisión de información entre dispositivos móviles y las estaciones base, así como en comunicaciones aéreas, satelitales, o aeroespaciales, debido a la flexibilidad respecto a su tamaño, peso, coste, rendimiento e incluso facilidad de instalación. En este proyecto se diseñarán y analizarán una serie de arrays o conjunto de antenas, que permitirán mejorar ciertas características del sistema, para trabajar a las frecuencias de 2.4, 6, e incluso 27 GHz.

La banda de 2.4 GHz es actualmente usada por las comunicaciones (Wi-Fi) comerciales, y servirá para dar una idea sobre los conceptos básicos de diseño de antenas microstrip así como servir de comparativa para las otras configuraciones. La banda de 6 GHz aunque actualmente no está licitada para el uso de la tecnología 5G se trata de una banda con un gran potencial, que podrá proveer a los dispositivos de velocidades por encima de estándares Wi-Fi IEEE 802.11ac pero con cobertura limitada. El uso comercial de esta banda está siendo

estudiado por diferentes países para la futura incorporación al estándar 5G [19], así como para la implantación de una nueva región del espectro para dar cobertura Wi-Fi [20]. Finalmente, la banda de 27 GHz ya está licitada para su uso en Europa para el estándar 5G y con ella se prevé obtener velocidades de hasta varios gigabits, y pocas unidades de milisegundos de latencia, lo que abre las puertas a aplicaciones que requieran conexiones de latencia cero hasta ahora vetadas por la propia tecnología.

1.5. Estructura del proyecto y metodología

Este proyecto estará dividido en dos partes fundamentales, un marco teórico, donde se realizará un completo resumen sobre los conceptos básicos de las líneas de transmisión: adaptación e impedancias, tecnología microstrip en líneas de transmisión, etc. Antenas: tipos de antena, parámetros de estudio básicos, etc. Y en un marco más específico, sobre las antenas de tipo parche en tecnología microstrip: métodos de alimentación, componentes, tipos, análisis, etc. Finalmente se expondrá la parte de experimentación, donde se estudiarán y analizarán los diseños de distintos tipos de configuraciones de arrays para antenas de tipo parche con tecnología microstrip.

Para realizar la parte experimental del proyecto se hará uso del software de análisis electromagnético 3D: Ansys®HFSS (High Frequency Structure Simulator). Este software es usado para diseñar y simular componentes electrónicos de alta frecuencia como antenas, arrays, filtros o placas de circuito impreso. Con él, se diseñarán las configuraciones de antenas especificadas y se simularán sus efectos electromagnéticos como si se tratara de una cámara anecóica, para finalmente poder analizar los resultados obtenidos y los valores de los parámetros característicos de la antena así como comprobar la viabilidad del producto final en términos de rendimiento o dimensiones.

Por otro lado, se hará uso de la herramienta de cálculo matemático MathWorks®MATLAB, con la que realizaremos cálculos básicos sobre las dimensiones de la antena a diseñar en función a los parámetros de construcción de esta.

2. Teoría de Antenas

En este capitulo se realizará una breve contextualización sobre el concepto de antena así como un repaso a los parámetros que las caracterizan. Estos conceptos son, por lo general, aplicables a cualquier tipo de antena, si bien en capítulos posteriores se especificará lo aprendido para el caso de las antenas en tecnología microstrip.

2.1. Conceptos básicos

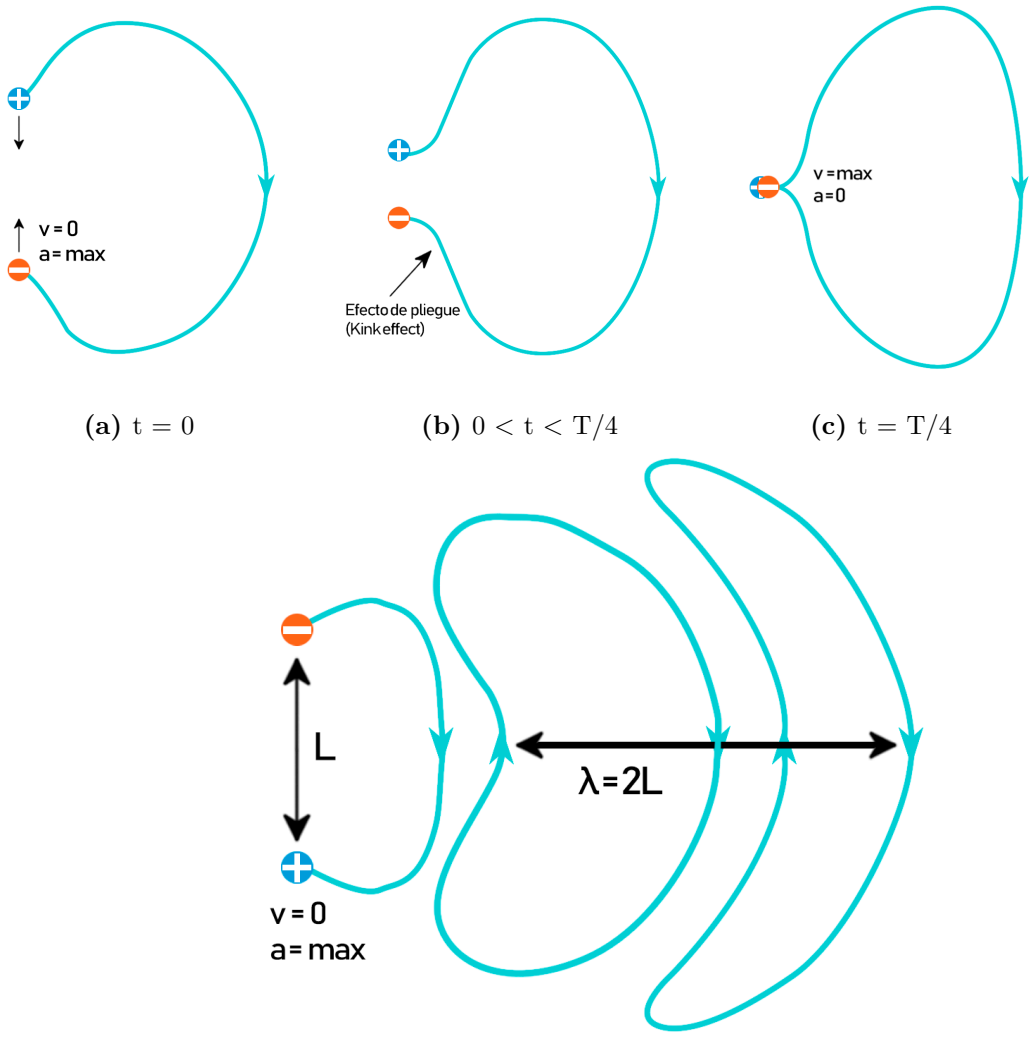
Las antenas son transductores entre un medio guiado y uno radiado. En su diseño más simplificado se analizaría un conductor metálico por el cual fluye una corriente variable en el tiempo. Se entiende como medio guiado cualquier tipo de línea de transmisión: cable coaxial, fibra óptica e incluso guías de onda. Y como medio radiado el aire o el espacio. Las antenas transmisoras serán las encargadas de transformar las corrientes eléctricas a OEM, mientras que las receptoras tomarán las OEM desde el medio radiado y las convertirán de nuevo a impulsos eléctricos para su posterior procesado. Las primeras antenas fueron diseñadas en 1888 por *Heinrich Hertz* pero no fue hasta 1895 cuando *Guglielmo Marconi* empezó a desarrollar antenas con el objetivo de transmitir información a largas distancias. [21]

Como se explico en el capítulo 1, cualquier variación de un campo eléctrico generará un campo magnético y viceversa. Cuando ambos campos conviven y existen variaciones de estos, se dice que existe una radiación electromagnética. Para entender el principio de funcionamiento de una antena se tomará como ejemplo el caso de hilo conductor cerrado. Si se introdujera una corriente eléctrica fluctuante en el tiempo dentro del conductor, por el principio de inducción electromagnética (Tercera ecuación de Maxwell, Ley de Faraday-Lentz) se produciría un campo magnético fluctuante y un campo eléctrico asociado a su alrededor, estaríamos hablando de un campo electromagnético. Pero este campo electromagnético no se propagaría y estaría siempre alrededor del conductor cerrado. Para poder propagar las OEM se debe conseguir separar la onda electromagnética del conductor. [22]

Para entender el efecto de separación se tomará como referencia dos cargas eléctricas de distintas polaridades separadas a una distancia determinada (fig. 2.1a), a esto se le conoce como dipolo eléctrico y producirán un campo eléctrico cuyas líneas de fuerza irán del positivo al negativo. Estás dos cargas intentarán juntarse debido al efecto de atracción. En el momento de mayor separación de las cargas, su velocidad será nula y su aceleración máxima. Conforme se vayan acercando la velocidad irá aumentando y la aceleración disminuyendo hasta que en el punto donde se encuentran la velocidad será máxima y la aceleración nula. Suponiendo un escenario teórico sin pérdidas estas cargas estarían fluctuando e intercambiando sus posiciones indefinidamente. Si se analiza el campo eléctrico producido por las cargas mientras estas están fluctuando se observaría cómo, lejos de seguir encontrando un campo eléctrico

simple de menor intensidad, este se deforma debido a la aceleración presente en las cargas. Esta deformación es también conocida como efecto *kink* (fig. 2.1b).

Continuando con el experimento se observa cómo pasado un lapso de un 1/4 del periodo de la oscilación, momento en el que las dos cargas se cruzan en el mismo punto, el campo eléctrico producido es nulo, cerrándose así las líneas de campo que habían sido producidas cuando las partículas estaban aún separadas (fig. 2.1c). Es entonces cuando se produce la propagación y generación del frente de onda del campo eléctrico, con su respectivo campo magnético asociado. Se debe observar cómo la longitud de la OEM propagada es exactamente el doble de la longitud existente entre las dos cargas (fig. 2.1d).

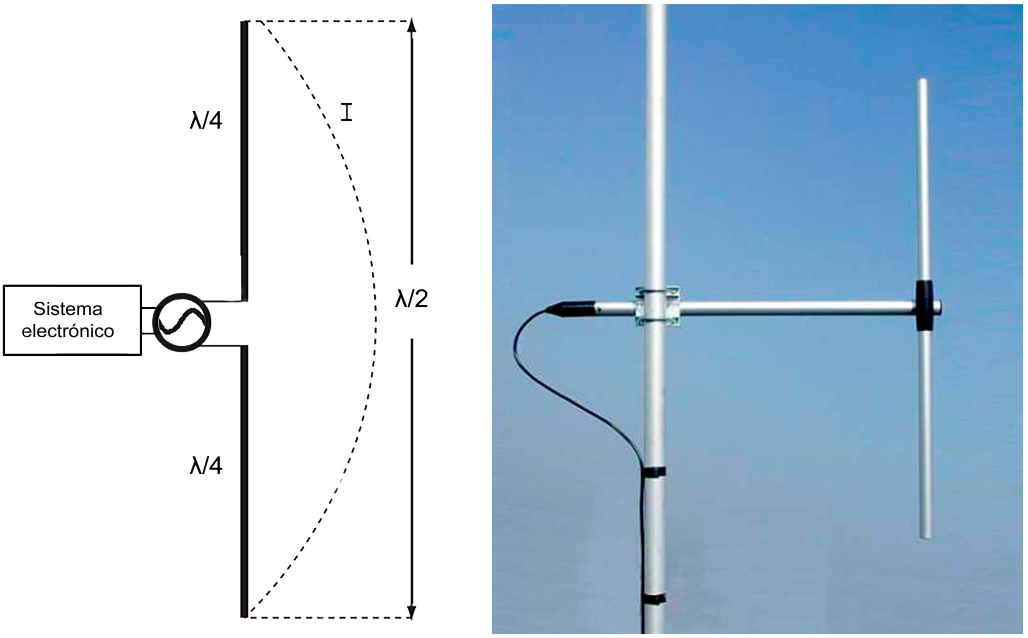


(a) t = 0 **(b)** 0 < t < T/4 **(c)** t = T/4

(d) t > T/4

Figura 2.1: Proceso de separación de campo eléctrico.

En la práctica se puede simular el experimento en lo que se denomina antena dipolo, la antena más básica existente, que será estudiada con mayor detenimiento a lo largo de este capítulo. En una antena dipolo, al aplicar una tensión variable sobre los bornes de esta, las cargas irán oscilando de un extremo a otro según la polaridad del generador en ese instante, produciendo campos eléctricos capaces de separarse de la antena, con la consiguiente generación de campos magnéticos. El conjunto de la propagación de ambos campos son los campos electromagnéticos en los que se propagará la OEM. En la figura 2.2 se pueden observar ejemplos de antenas dipolo.



(a) Esquema de un dipolo. **(b)** Dipolo instalado sobre un poste. [23]

Figura 2.2: Antenas dipolo de media onda

El principio básico de diseño de antenas se basa en la geometría de estas. Es importante remarcar que para que la transmisión de la señal aplicada por el generador y que se desea convertir en OEM sea efectiva, la longitud de los lados del dipolo deben estar relacionadas con la longitud de onda de la señal que se desea transmitir. En el caso del dipolo, los extremos tendrán una longitud de $\lambda/4$. Al juntan ambos extremos se puede observar que la antena tendrá una dimensión total de $\lambda/2$, y si se tiene en cuenta que la longitud de onda de la OEM generada es el doble de la longitud de la antena, se obtendrá una OEM radiada cuya frecuencia sea idéntica a la aplicada por el generador.

Aunque se ha analizado el caso de una antena para que funcione como transmisora, el mismo principio de funcionamiento se aplica cuando queremos que esta funcione como receptora de señales. Una OEM que viaje por el espacio será capaz de hacer oscilar las cargas de una antena receptora cuando su frecuencia y la longitud de la antena estén directamente relacionadas y se produzca la resonancia sobre esta. La diferencia es que a la salida de la antena receptora no tendremos un generador, sino lo que denominaremos como carga,

pudiendo ser esta cualquier tipo de componente eléctrico o electrónico que sea capaz de trabajar con las corrientes eléctricas producidas por la fluctuación de cargas eléctricas en el interior de la antena.

2.2. Caracterización de antenas

Para saber qué tipo de antena se puede hacer más conveniente para un uso concreto se han de tener en cuenta sus características. Las principales características de las antenas son: [24, 21, 25]

2.2.1. Polarización

Como se hizo mención en el capítulo 1, las OEM pueden estar polarizadas. Si se secciona a una OEM perpendicularmente a su vector de propagación y vemos el dibujo que va formando campo eléctrico en dicha sección conforme pasa el tiempo observaríamos qué tipo de polarización tiene la OEM. Las tres polarizaciones más comunes son: Lineal, circular y elíptica.

- **Polarización lineal:** Cuando se observa que la figura trazada por el campo eléctrico es una recta, se dirá que esta está polarizada linealmente. Analíticamente se producirá polarización lineal cuando las fases de las componentes ortogonales del campo eléctrico difieran en un múltiplo entero de π radianes. La variación temporal de los campos eléctricos con polarización lineal se puede representar fasorialmente como:

$$\vec{E} = \hat{x}e^{j(\omega t - kz)} \tag{2.1}$$

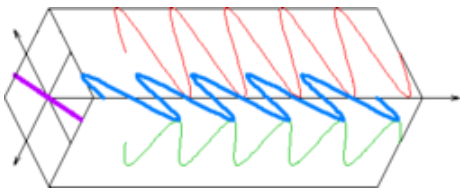


Figura 2.3: Onda electromagnética polarizada linealmente.

- **Polarización circular:** Cuando se observa que la figura trazada por el campo eléctrico es un círculo, se dirá que esta está polarizada circularmente. Analíticamente se producirá polarización circular cuando las fases de las componentes ortogonales del campo eléctrico sean $\pi/2$ o $3\pi/2$ y las amplitudes sean iguales. La variación temporal de los campos eléctricos con polarización circular se puede representar fasorialmente como:

$$\vec{E} = (\hat{x} + j\hat{y})e^{j(\omega t - kz)} \tag{2.2a}$$

$$\vec{E} = (\hat{x} - j\hat{y})e^{j(\omega t - kz)} \tag{2.2b}$$

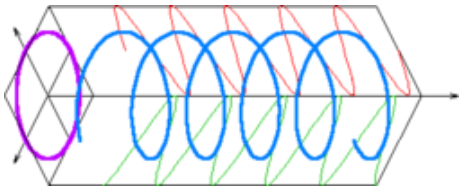


Figura 2.4: Onda electromagnética polarizada circularmente.

En este caso el signo que se encuentra en el interior de la suma de componentes indicará el sentido de giro en la polarización circular: Positivo será una rotación levógira y negativo una rotación dextrógira.

- **Polarización elíptica:** Cuando se observa que la figura trazada por el campo eléctrico es una elipse, se dirá que esta está polarizada elípticamente. El resto de casos en los que la polarización no sea ni circular ni lineal serán polarizaciónes elípticas. La variación temporal de los campos eléctricos con polarización elíptica se puede representar fasorialmente como:

$$\vec{E} = ((2+j)\hat{x} - 3j\hat{y})e^{j(\omega t - kz)} \tag{2.3}$$

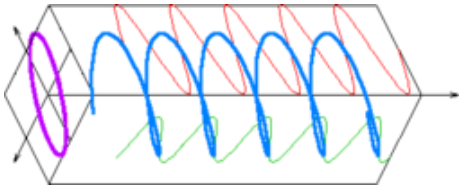


Figura 2.5: Onda electromagnética polarizada elípticamente.

En las ámbito de las radiocomunicaciones y en concreto de la telefonía móvil, la polarización más común en la que se emiten y reciben las OEM es la lineal-vertical. En otros casos como la transmisión de televisión se utiliza polarización lineal-horizontal. En comunicaciones vía satélite se alternan las polarizaciones lineales horizontales y verticales para reducir la interferencia entre señales que transmiten en el mismo rango de frecuencias.

Se ha de tener en cuenta que cada antena se diseña para trabajar con una polarización concreta y las señales recibidas cuya polarización sea distinta a esta serán atenuadas debido al *factor de pérdidas por polarización* (C_p):

$$C_p = |\hat{u}_{tx} \cdot \hat{u}_{rx}| \tag{2.4}$$

Donde $\hat{u}_{tx}$ es el vector unitario del campo eléctrico incidente y $\hat{u}_{rx}$ es el vector unitario del campo eléctrico de la antena receptora.

2.2.2. Impedancia

Cualquier antena puede ser expresada como una carga en un circuito eléctrico, lo que facilita su análisis de impedancias, potencias y adaptación (fig. 2.6). Existen varios parámetros de impedancia que caracterizan a la antena. Por lo general, teniendo en cuenta la *Ley de Ohm*, se define la impedancia de una antena como la relación entre la tensión y la corriente en los bornes de esta.

$$Z_a = \frac{V_i}{I_i} = R_a + jX_a \tag{2.5}$$

Donde R_a es la componente real u óhmica de la impedancia y jX_a es la parte imaginaria o reactiva de la impedancia. La componente real puede ser a su vez descompuesta en dos términos: La resistencia de radiación y la resistencia óhmica o de pérdidas. La resistencia de radiación se define como el cuadrado del valor del cociente de la potencia total radiada y la corriente eficaz en los terminales de la antena. La resistencia ohmica de la antena se define como el cuadrado de la relación entre la potencia disipada debido a las pérdidas resistivas y la corriente que circula por sus terminales. Por otro lado, la parte reactiva de la impedancia dependerá de sus dimensiones, la frecuencia de resonancia o el tipo de antena que estemos usando.

$$Z_a = (R_r + R_\Omega) + jX_a \tag{2.6}$$

Si se analizan las potencias según el tipo de resistencia, de radiación y óhmica, se obtiene que:

$$P_r = \frac{1}{2} |I_o|^2 R_r \tag{2.7a}$$

$$P_\Omega = \frac{1}{2} |I_o|^2 R_\Omega \tag{2.7b}$$

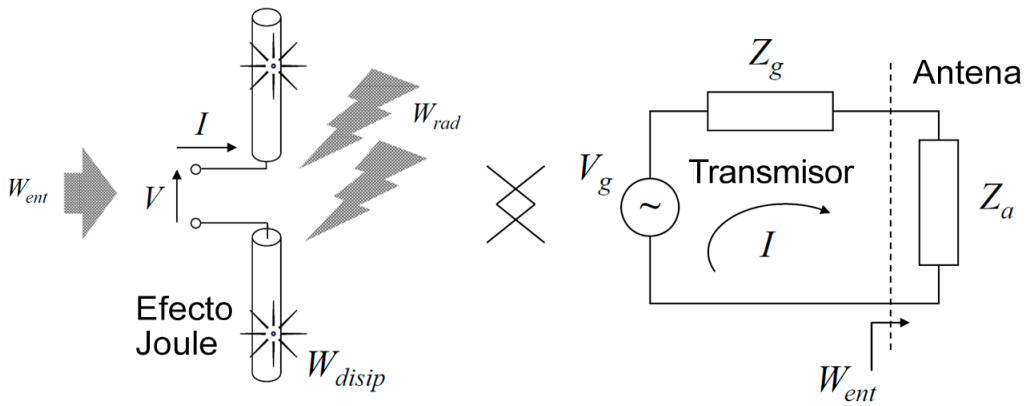


Figura 2.6: Circuito equivalente de una antena transmisora. [21]

Otro concepto importante es la denominada adaptación de impedancias. Para conseguir una máxima transferencia de potencia entre las líneas de transmisión y la antena y que las pérdidas de esta sean mínimas, es importante que las impedancias de cada sistema conectado sean iguales. Cuando las impedancias de nuestros circuitos difieren se pueden producir réplicas o ecos que se reflejan en el sistema entrante e interfieren con la señal que intenta propagarse por la línea de transmisión. Para solucionarlo se debe recurrir a métodos de adaptación como *transformadores λ/4*, circuitos en serie o *stub*.

2.2.3. Diagrama de Radiación

El diagrama de radiación es usado para representar gráficamente las propiedades de la radiación de una antena en función de unas coordenadas angulares espaciales, a una distancia fija. Para su representación se usan coordenadas esféricas o polares. Es una manera muy efectiva de conocer en qué direcciones concentra su radiación nuestra antena así como posibles radiaciones no deseadas que puedan existir en un diseño particular. Para representar sobre un plano polar el diagrama de radiación aplicaremos la siguiente ecuación:

$$t(\theta,\phi) = \frac{|E(r,\theta,\phi)|^2}{|E_{max}(r)|^2} = \frac{P(r,\theta,\phi)}{P_{max}(r)} \tag{2.8}$$

Al consistir en un plano de dos dimensiones: ángulo de radiación (θ) e intensidad de radiación (t(θ, ϕ)), debemos tener en cuenta que sólo obtendremos el diagrama de radiación para un solo ángulo de transmisión de la antena. Es mediante el ángulo ϕ con el que podremos ir variando los resultados en el diagrama de radiación para poder observar cómo se propaga la antena en diferentes planos como son comúnmente el plano E y H (fig. 2.7).

- **Plano E:** Es el plano donde podemos encontrar el vector del campo eléctrico y su dirección de máxima radiación (YZ). Este plano se encuentra en $\phi = 90^{o}$.
- **Plano H:** Es el plano donde podemos encontrar el vector del campo magnético y su dirección de máxima radiación (XY). Este plano se encuentra en $\phi = 0^{o}$.

Existen ciertos parámetros que caracterizan a una antena que pueden ser localizados y calculados con facilidad gracias al diagrama de radiación tanto en coordenadas polares como en cartesianas (fig. 2.8). Estos parámetros son:

- **Lóbulos:** Son los haces de radiación. Se dividen en:
  - **Lóbulo principal:** Se define siempre como la dirección de máxima radiación, siendo este siempre el haz con mayor intensidad de radiación.
  - **Lóbulos secundarios:** Son los primeros haces de menor intensidad que aparecen en los laterales del lóbulo principal.
  - **Lóbulos menores:** Son el resto de haces de radiación los cuales son, normalmente, indeseados. Cuanto más directiva sea la antena, mayor será su número.
  - **Lóbulo trasero:** Es el haz de radiación que encontraremos siempre a 180^{o} respecto al lóbulo principal. Normalmente, suele ser indeseado y su presencia puede producir interferencia con otras antenas del entorno así como una menor eficiencia para el propósito de nuestra antena.

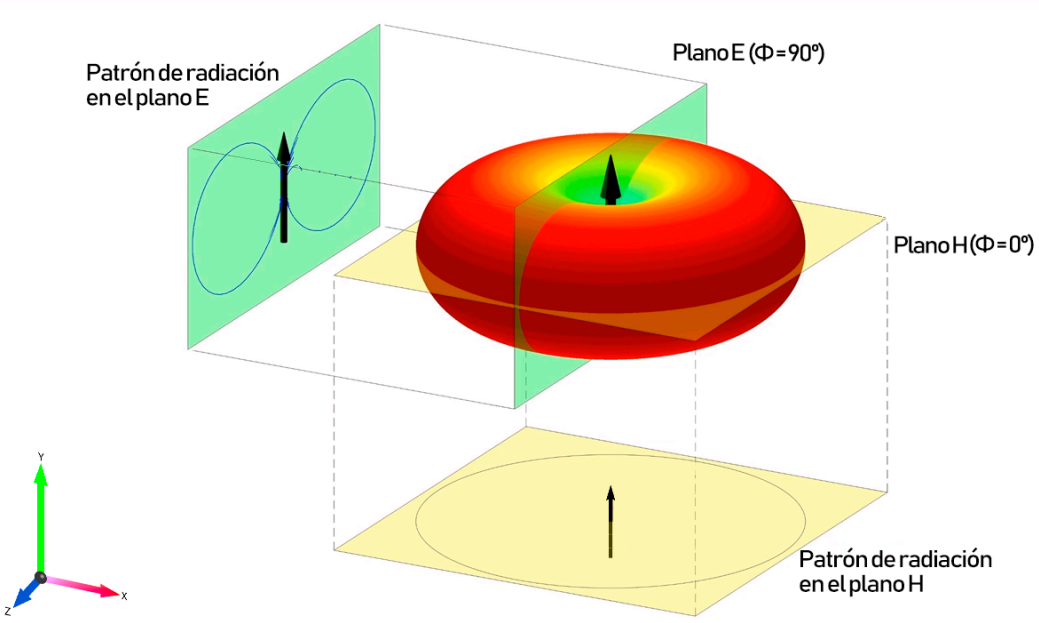


Figura 2.7: Ejemplo de patrones de radiación en los planos E y H para antena dipolo. [26]

- **Ancho de haz a -3dB (HPBW)**: Se define como el ángulo recorrido por el lóbulo principal desde sus dos pasadas por -3dB de potencia, es decir, la mitad de la potencia máxima radiada.
- **Ancho de haz entre nulos (FNBW)**: Ángulo recorrido desde los dos nulos localizados a los laterales del lóbulo principal.
- **Nivel de lóbulos laterales (SLL)**: Se define como la diferencia de niveles entre el nivel del lóbulo principal y el primer lóbulo secundario.
- **Relación delante/atras (F/B)**: Diferencia de niveles entre el lóbulo principal y el trasero:

$$F/B(dB) = -10\log_{10} t(\theta + 180^{\circ}) \tag{2.9}$$

Los patrones principales de radiación son:

- **Isotrópico:** La radiación de la antena fluye en todas las direcciones del espacio. Esta antena es completamente teórica ya que es imposible simular su patrón de directividad en una antena real. Se tiene como referencia para el cálculo de directividad de una antena.
- **Omnidireccional:** Se dice que la antena es omnidireccional cuando el patrón de radiación es simétrico y equidistante en todos los ángulos del plano para uno o varios planos de radiación.

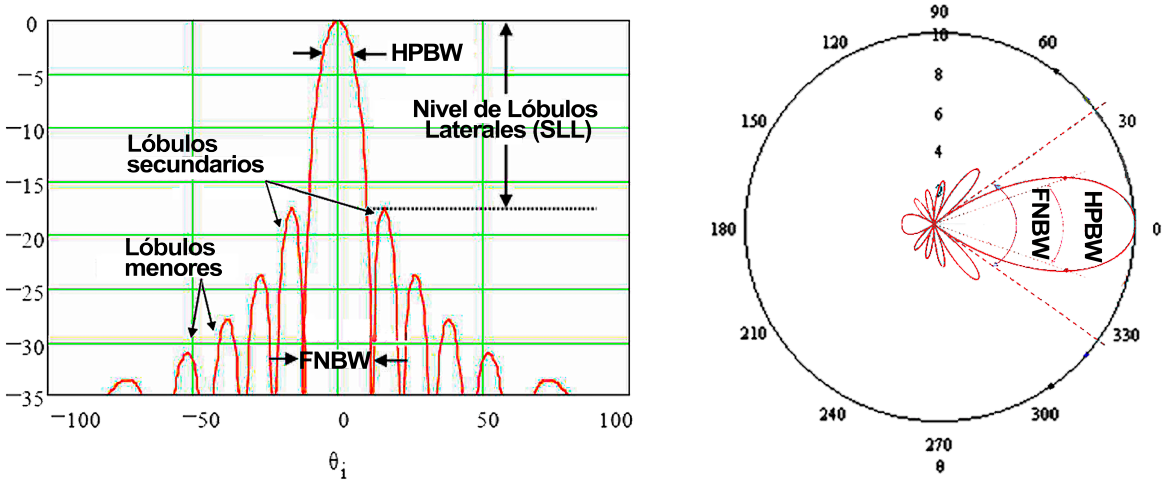


Figura 2.8: Comparación de los parámetros del diagrama de radiación en planos cartesianos y polares, [21]

- **Directiva:** Una antena es directiva cuando uno o varios de sus haces destacan sobre los demás. Esto puede ocurrir de manera intencionada, donde buscamos que el haz apunte hacia una dirección concreta, ej: Radioenlaces. O involuntariamente, cuando por ejemplo, tenemos lóbulos traseros o secundarios de bastante intensidad radiando a la vez que el principal.

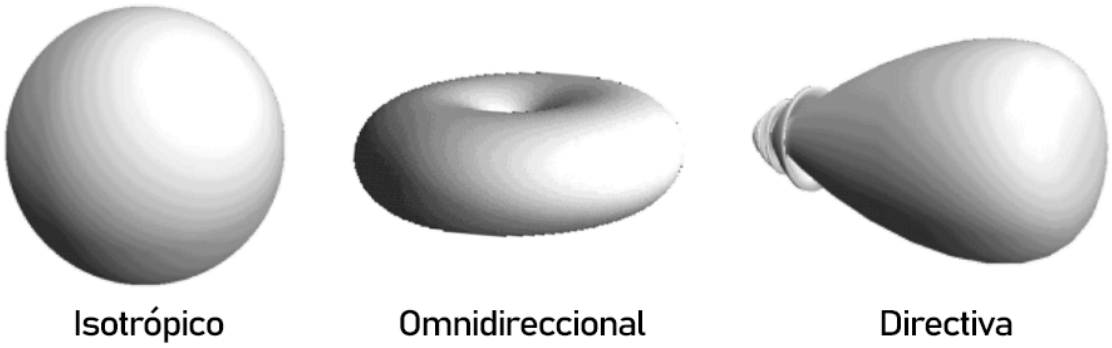


Figura 2.9: Principales patrones de radiación. [21]

2.2.4. Directividad

La directividad de una antena se define como la relación entre la intensidad de potencia de radiación en una dirección y distancia concretas, y la misma potencia radiada en caso de que la antena fuera isotrópica, es decir, cuya potencia radiada sea igual en todas las direcciones del espacio (eq. 2.10). Este parámetro es muy importante para caracterizar la antena ya que

representa la capacidad de una antena para concentrar la intensidad de radiación en una dirección determinada. Es posible obtener analíticamente el valor de directividad para un ángulo completo en el plano polar mediante:

$$D(\theta,\phi) = \frac{P(r,\theta,\phi)}{P_{iso}} = \frac{P(r,\theta,\phi)}{\frac{W_{rad}}{4\pi r^2}} \tag{2.10}$$

Si se observa en el patrón de radiación de una antena, se dirá que esta es más directiva cuanto mayor sea el nivel de intensidad de un haz así como menor sea la anchura del mismo. Para el caso de las antenas directivas (D > 20dB), se puede obtener una directividad considerando que la radiación es uniforme sobre el ángulo sólido definido sobre el HPBW (Ancho de haz a -3dB) mediante la aproximación:

$$D = \frac{4\pi}{\Delta\theta_{-3dB}\Delta\phi_{-3dB}} \tag{2.11}$$

2.2.5. Ganancia

La ganancia de una antena se define como la relación entre la intensidad radiada en una dirección concreta y la intensidad de radiación que se recibiría en caso de que la antena fuera isotrópica (eq. 2.12a). Este parámetro se relaciona proporcionalmente con la directividad mediante la eficiencia de transmisión de la antena.(eq. 2.12b)

$$G(\theta,\phi) = \frac{P(r,\theta,\phi)}{\frac{W_{ent}}{4\pi r^2}} \tag{2.12a}$$

$$G(\theta,\phi) = \eta_t D(\theta,\phi) \tag{2.12b}$$

Es importante distinguir la diferencia entre directividad y ganancia. Cuando se trabaja con directividad, se hace referencia a la potencia que está radiando la antena, mientras que, con la ganancia se hace referencia a la potencia entregada a la antena. Esta diferencia viene marcada por la eficiencia.

2.2.6. Eficiencia

La eficiencia de una antena se define como la relación entre la potencia radiada por la antena y la potencia entregada a esta (eq. 2.13). Es un factor clave para caracterizar las perdidas óhmicas de las antenas. Como se ha mencionado anteriormente, la eficiencia también relaciona los conceptos de ganancia y directividad.

$$\eta_r = \frac{W_{rad}}{W_{ent}} = \frac{G}{D} \tag{2.13}$$

Las pérdidas sufridas por una antena pueden ser debidas a una mala adaptación entre el medio guiado y radiado, desacoplamientos, y otro tipo de pérdidas durante la conducción, externas a la antena. Se puede también definir un parámetro de eficiencia global en el que se

introduzca el coeficiente de desadaptación de impedancias (eq. 2.14):

$$\eta_t = \eta_r(1 - |\rho|^2) \tag{2.14}$$

2.2.7. Ancho de banda y pérdidas de retorno

El ancho de banda de la antena es el rango de frecuencias del espectro electromagnético para las que se cumplen las características anteriormente mencionadas en las antenas: Radiación, directividad, impedancia, eficiencia, etc.

$$BW = f_2 - f_1 \tag{2.15}$$

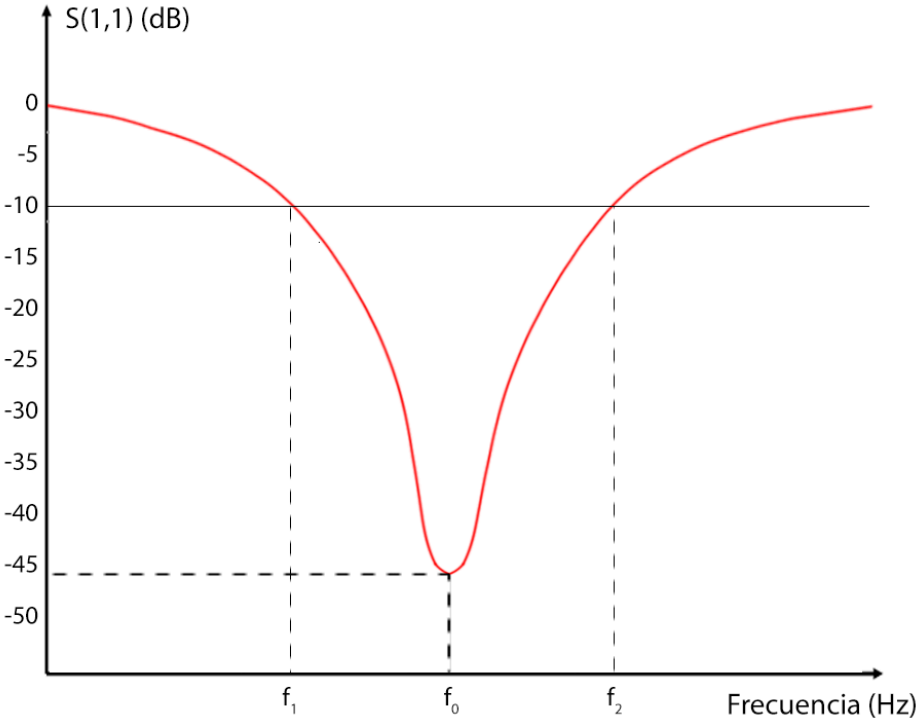


Figura 2.10: Representación gráfica de curva de parámetro S y ancho de banda de la antena

Las pérdidas de retorno de una antena o parámetros S (Scattering parameter) definen la relación entre los puertos de entrada y salida del sistema. Un puerto se describe como el lugar en el que se entrega energía en forma de voltaje o corriente. En un sistema de comunicación radio transmisor, compuesto por una línea de transmisión, que provee de energía a una antena, el parámetro principal que describe la capacidad de transmisión de la antena es el parámetro S_{11}.

Este parámetro indica el porcentaje de energía proporcionada a la antena que está siendo devuelta por esta a la linea de transmisión. Cuanto menor sea este parámetro mejor será

nuestro sistema de comunicaciones puesto que significará que la mayor parte de la energía transmitida por el medio guiado habrá sido transmitida por la antena al medio radiado.

A la hora de realizar este estudio, el parámetro S_{11} ha sido el determinante para determinar la calidad de la antena, así como para definir su ancho de banda, ya que se ha definido el ancho de banda de las antenas diseñadas como el rango de frecuencias abarcado por el gráfico del parámetro S_{11} cuando este está por debajo de los 10 dB (fig. 2.10).

Además, dentro del rango de ancho de banda de la antena, se encontrará el mínimo de la curva del parámetro S. Este mínimo se definirá como la frecuencia de trabajo de la antena e intentaremos centrarlo siempre según las necesidades de nuestro diseño.

2.3. Tipos de antenas

En la práctica existen una gran variedad de tipos de antenas disponibles en el mercado, cada una de ellas es más conveniente según la aplicación para la que vaya a ser usada. Los parámetros descritos anteriormente serán fundamentales para diferenciar los tipos de antenas disponibles y saber identificar cual se adapta mejor a unas necesidades específicas. A continuación se mencionarán los tipos de antenas más comunes así como una breve descripción, resumen de las características principales y usos más comunes. [27, 28, 21]

2.3.1. Antenas de hilo

2.3.1.1. Antena dipolo

Como se ha ido mencionado a lo largo del proyecto, el concepto más básico de antena se define como un dipolo (fig. 2.11). En la práctica un dipolo no es más que una linea de transmisión abierta cuyos extremos han de estar relacionados con la longitud de onda de la frecuencia a la que se quiera emitir para que la antena así posea resonancia. El patrón de radiación de un dipolo es, por lo general, omnidireccional en el plano H y con dos lóbulos en el plano E, obteniendo así un patrón de radiación tridimensional con forma toroidal cuyo radio interno es el diametro de los extremos del dipolo y con directividades entre los 1 dB y 4 dB.

Figura 2.11: Conjunto de antenas dipolo. [29]

Según la longitud de los extremos abiertos del dipolo, el diagrama de radiación podrá ir

variando e incluso llegaremos a observar la aparición de lóbulos secundarios y menores en ciertos múltiplos de la frecuencia a la que se quiera emitir (fig. 2.12). Por ello, lo más común es que estos extremos midan en conjunto la mitad de la longitud de onda a la que se necesite emitir. A esta variación se le conoce como: Dipolo de media onda (Half-wave dipole). [30]

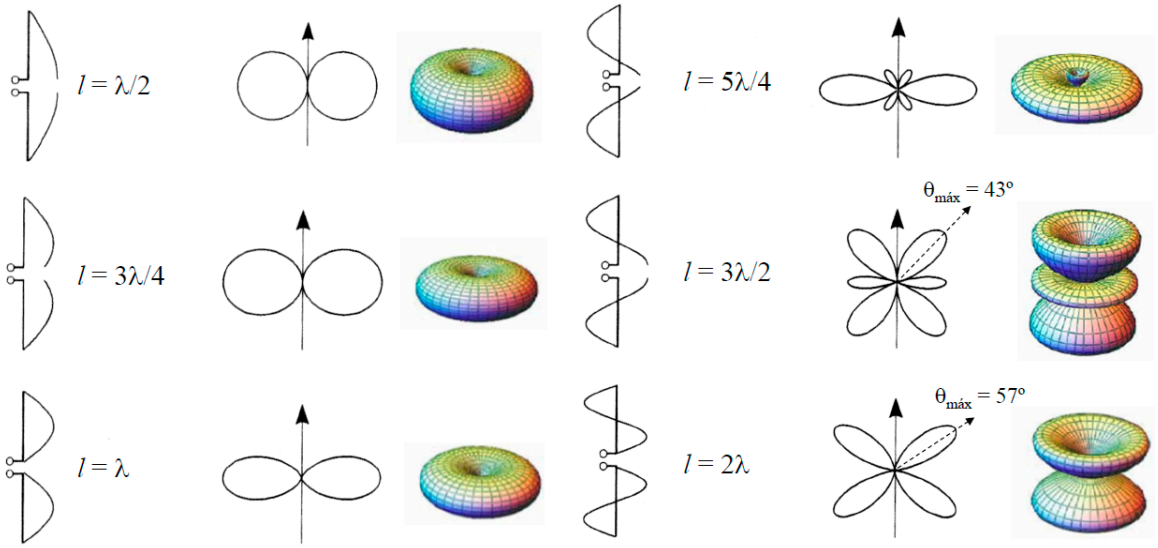


Figura 2.12: Diagramas de radiación del dipolo según su longitud. [21]

En su interior, a la frecuencia de resonancia, la distribución de corrientes muestra nulos en los extremos y un vientre en el centro y su polarización dependerá de la perspectiva según la localización del plano de masa: Si el campo eléctrico es perpendicular al plano de masa se observará una polarización lineal vertical, mientras que si se sitúa paralelo, se obtendrá una polarización lineal horizontal. La impedancia de estas antenas suele situarse sobre los 73 Ω.

En la práctica, podemos encontrar derivaciones del dipolo según el caso de uso específico. Las modificaciones más usadas son:

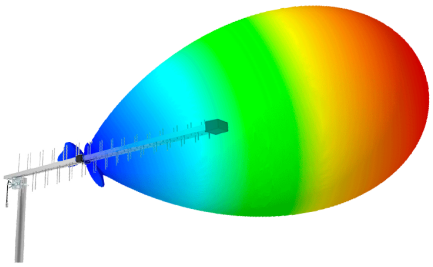
2.3.1.2. Antena Yagi-Uda

La Antena Yagi-Uda (fig. 2.13a), inventada por *Hidetsugu Yagi* y *Shintaro Uda* en la cual un se agrupan un conjunto de elementos parásitos aumentando así la directividad y el ancho de banda de la antena. Esta antena se compone de tres partes principales: Los elementos directores, los reflectores y el dipolo. Los elementos directores son los encargados de incrementar la intensidad del campo en su dirección y reducirlas hacia el lado del reflector, por otro lado el reflector es el encargado de concentrar la radiación incidente en el dipolo.

Estos elementos parásitos no se conectan a ninguna línea de transmisión sino que funcionan a través de inducción electromagnética mutua. En las antenas Yagi la ganancia puede llegar hasta los 40 dB por lo que es comúnmente usada para la recepción de transmisiones de TDT

y radio de Frecuencia Modulada (FM) en hogares situados en las lejanías del repetidor local.

(a) Antena Yagi para recepción de TDT. [31]



(b) Diagrama de radiación de antena yagi.

Figura 2.13: Antenas Yagi

2.3.1.3. Monopolo

Otra variación conocida del dipolo es el monopolo, antena de Marconi o antena de cuarto de onda. En el, obviamos uno de los extremos del dipolo y lo sustituimos por un plano de masa lo cual hará la simulación electromagnética del extremo anulado del dipolo (fig. 2.15). El concepto original de Marconi para el monopolo se basaba en un cable de cuya longitud fuera un cuarto de la longitud de onda a la que se iba a transmitir ($\lambda/4$) situada sobre un plano de tierra que actuase como espejo electromagnético, obteniendo así una recreación de un dipolo de media onda.

A efectos prácticos, obtendremos un dipolo de media onda con una impedancia igual a la mitad del dipolo original. El diagrama de radiación contendrá solo la parte superior del toroide obtenido en el dipolo pero con el doble de intensidad de radiación que en este, es decir, con una ganancia 3dB mayor.

La polarización de la antena será siempre

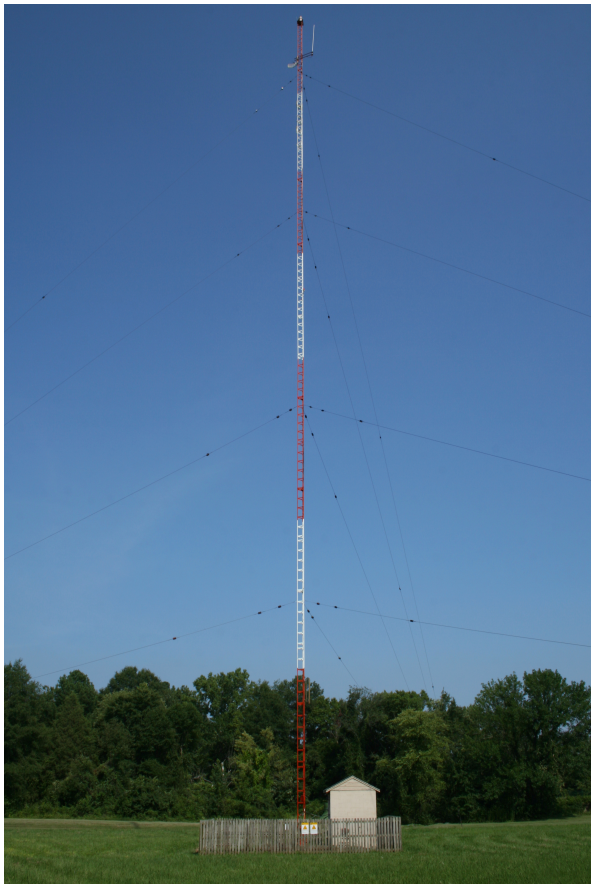


Figura 2.14: Monopolo para transmisión de AM. [32]

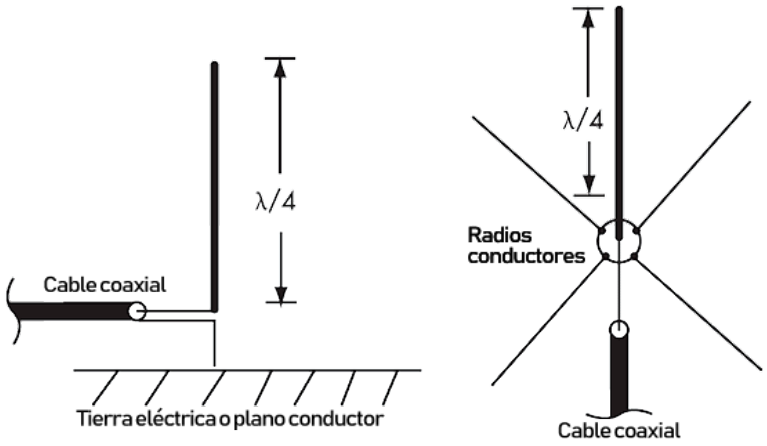


Figura 2.15: Esquema de instalación de un monopolo. [27]

lineal vertical, puesto que el plano de masa comúnmente usado está instalado sobre el suelo terrestre. Esta masa debe ser buena conductora ya que es de vital importancia para la correcta reflexión de las OEM procedentes del extremo radiante. Estas antenas suelen ser instaladas sobre los techos de barcos, donde el agua actúa sobre una perfecta masa conductora, o sobre el techo de los coches, que al ser metálico, también ayuda a la correcta reflexión de las OEM.

En caso de que la antena se instale sobre superficies no conductoras, existen distintas alternativas como humedecer la tierra o instalar radios conductores. Los radios son tiras metálicas dispuestas concentricamente alrededor del monopolo. Cuanto mayor sea la longitud de las tiras, mejor simulación del dipolo obtendremos. Unas tiras muy pequeñas resultaran en un diagrama de radiación muy separado del suelo.

La ventaja principal de estas antenas es la reducción a la mitad de la longitud necesaria para el funcionamiento de la antena. En situaciones como las antenas de los coches, barcos o aviones, es importante reducir al máximo la longitud de las antenas para que no afecten al uso del vehículo. Otro uso muy importante es para la baja frecuencia, por ejemplo, en transmisiones de Amplitud Modulada (AM), donde la frecuencia de transmisión ronda entre los 500 y 900 KHz, la longitud de la antena dipolo de media onda necesaria para la retransmisión sería de entre 100 y 200 metros, mientras que con el monopolo, estas distancias se reducen a la mitad, facilitando su construcción, instalación y mantenimiento (fig. 2.14).

2.3.2. Antenas de apertura

2.3.2.1. Bocinas

Las antenas de tipo bocina se caracterizan por su forma cónica o rectangular parecida a la de un altavoz. Su uso se remonta a finales del año 1800, pero este tipo de antenas adquirió popularidad durante la segunda guerra mundial (fig. 2.16). La diferencia de estas antenas con respecto a las antenas de tipo cable es que estas son alimentadas mediante una guía de onda. Una guía de onda es una estructura física capaz de transportar modos electromagnéticos en

su interior. Suelen usarse para la guiado de emisiones de alta frecuencia, más en concreto de microondas debido a su baja atenuación en estas magnitudes. En el interior de las guías de ondas, las OEM viajan confinadas de modo que no hay pérdidas por radiación en el espacio y se consiguen evitar las interferencias electromagnéticas externas durante su guiado.

Por lo general, las bocinas son usadas para la radiación de microondas y tienen un papel importante en campos como la radio astronomía o seguimiento satelital, además de ser usado junto a otros elementos como reflectores o lentes y sirven como estándar universal para la calibración de antenas de alta ganancia. En el caso de las bocinas piramidales, las dimensiones de los lados de la apertura definen qué plano de radiación es más efectivo en la antena. Si la longitud mayor es la del plano horizontal se denominarán bocinas de plano H, y en el plano vertical, bocinas de plano E. El modo de propagación siempre es el $Transversal Elctrico(TE)_{10}$. En el caso en el que la bocina sea circular, el modo de propagación será el TE_{11}.

La directividad de este tipo de antenas es una de sus principales ventajas siendo esta muy moldeable solo variando las dimensiones de la apertura de la bocina. Su principal desventaja llega en su eficiencia, que suele rondar entre el 50% y el 60%.

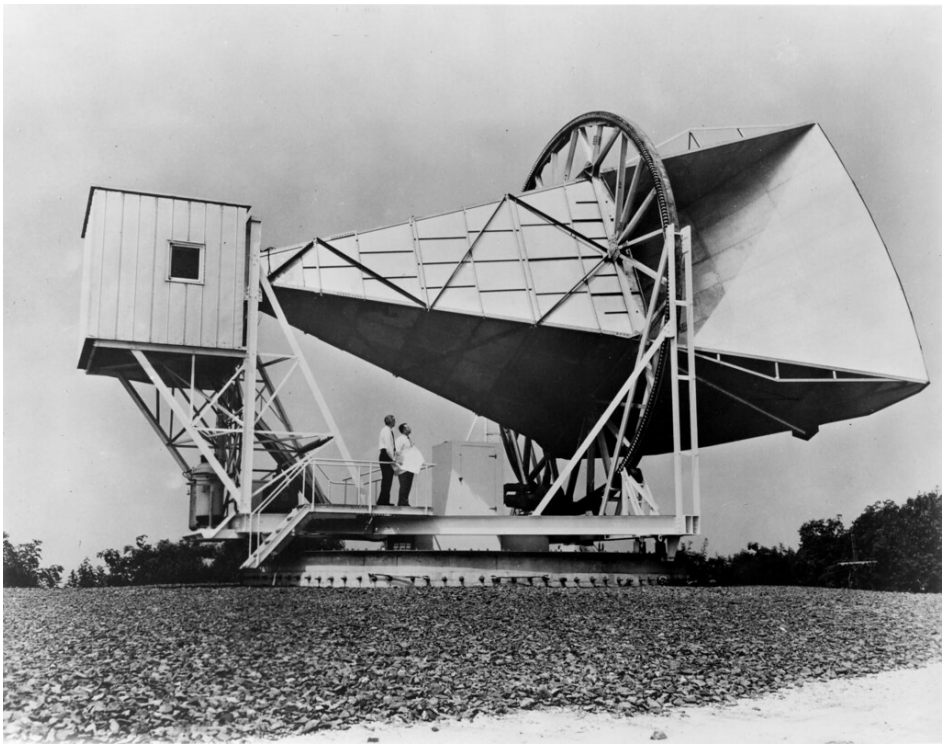


Figura 2.16: Bocina para comunicación satelital construida en 1959 por los laboratorios Bell. [33]

2.3.2.2. Reflectores

Las antenas reflectoras han sido usadas desde el descubrimiento de la propagación electromagnética en 1888 por *Hertz*, quien realizó sus primeros experimentos con reflectores en forma de cilindro parabólico. Durante el perido de la segunda querra mundial, este tipo de antenas fueron estudiadas para numerosas aplicaciones radar. Con el paso del tiempo, este tipo de antena son muy comunes en ámbitos como la radio astronomía, comunicaciones por microondas, y seguimiento satelital. Aunque los reflectores puedan tomar cualquier forma, es común observarlos en formas planas, cónicas o curvas, en especial en forma parabólica.

Aunque los reflectores se puedan diseñar y analizar mediante técnicas del campo de la óptica como la óptica geométrica y el trazado de rayos, lo más común es usar la teoría geométrica de la difracción o Geometric Theory of Diffraction (GTD). Cada tipo de reflector es capaz de ofrecer una serie de características diferentes a la antena que pueden ser convenientes según el uso final de esta, como el área efectiva de radiación, la relación delante/atrás, o los diagramas de radiación y ganancias.

En la actualidad uno de las superficies reflectoras más usada es la curva parabólica, o como se conoce popularmente, antena parabólica. Esta antena se caracteriza por su superficie reflectora, una parábola de revolución. Lo interesante de esta geometría es su capacidad de concentración de los haces electromagnéticos sobre el foco de la parábola. Existen distintos tipos de antenas parabólicas según el diseño de la posición del foco respecto a la superficie reflectora:

- **Parabólica de foco centrado:** la superficie reflectora es parabólica y el alimentador esta sobre el foco.
- **Parabólica off-set:** la superficie reflectora es una sección del reflector parabólico normal y se encuentra desplazado con respecto al foco. Este variación de antenas parabólicas son más eficientes que las de foco centrado puesto que el alimentador no hace sombra sobre la superficie reflectora
- **Parabólica Cassegrain:** en esta variación, encontramos dos superficies reflectoras: una superficie parabólica cóncava y una superficie hiperbólica convexa. Con este sistema se consigue un alto nivel de ganancia, lo que lo hace útil para aplicaciones astronómicas.

Por lo general, este tipo de antenas se caracterizan por su patrón de radiación, en donde la mayor parte de la energía radiada se concentra sobre un lóbulo principal estrecho. La potencia restante se disipa en forma de lóbulos secundarios en otras direcciones. Además, podemos encontrar un lóbulo trasero debido al efecto spillover, es decir, la parte de la radiación procedente del alimentador que sobresale al reflector, el cual puede ser reducido añadiendo material capaz de absorber microondas o aumentando el tamaño del reflector.

En la actualidad podemos encontrar este tipo de antenas comúnmente en balcones y tejados en los edificios de las ciudades puesto que durante décadas este tipo de antenas han sido usadas para la recepción de televisión por satélite. También son muy usadas para radio enlaces, ofreciendo servicios de internet WiMax, operadores VoIP o comunicaciones rurales.

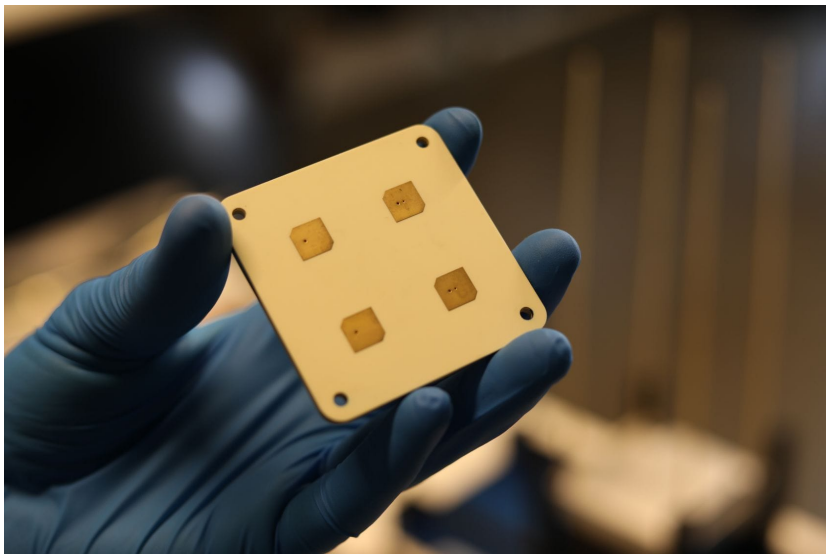
Figura 2.17: Antena parabólica del IRAM en Sierra Nevada, parte del proyecto Event Horizon para capturar la primera fotografía de un agujero negro. [34]

Finalmente, otra de las aplicaciones más importantes de los reflectores parabólicos se encuentra en la radio astronomía, donde estas antenas son instaladas en conjunto formando arrays.

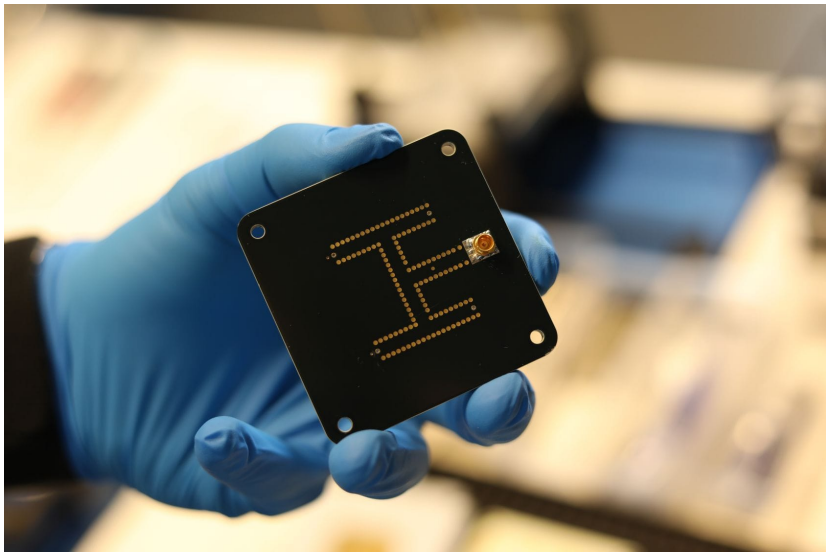
Un array de antenas es un conjunto de estas diseñadas para trabajar de forma conjunta y así obtener resultados que con una sola antena sería imposible de conseguir. El último ejemplo más destacado lo encontramos con la fotografía del primer agujero negro por parte del proyecto *Event Horizon Telescope*. En este proyecto se usaron varios radio telescopios instalados en distintas partes del mundo como el Alfonso Serrano en Mexico, el South Pole Telescope en el Polo Sur, el James Clerk Maxwell Telescope en Hawai o el Instituto Radio Astronómico Milimétrico (IRAM) (fig. 2.17) 30-m en España. La finalidad de la utilización de estos telescopios es la de actuar como un solo radio telescopio cuyo diámetro sería imposible de alcanzar mediante uno solo.

2.3.3. Antenas Microstrip

Las antenas microstrip son una extension de las lineas de transmisión por tecnología microstrip cuyo extremo queda abierto y con unas dimensiones específicas de forma que el parche disipe energía en forma de radiación. Este tipo de antenas serán las utilizadas para el desarrollo de este estudio debido a sus características de construcción y sus capacidades técnicas y serán analizadas a fondo en el capitulo 3.



(a) Vista delantera



(b) Vista trasera

Figura 2.18: Array de antenas microstrip para aplicaciones satelitales. [35]

3. Antenas Microstrip

3.1. Introducción

Las antenas de parche o antenas microstrip son un tipo de antenas de tipo planar que utilizan la tecnología microstrip para su funcionamiento. En el año 1953 *G. A. Deschamps* y *W. Sichak* presentaron ante el Tercer Simposio sobre Investigación y Desarrollo de Antenas organizado por las Fuerzas Aéreas de los Estados Unidos su trabajo "Microstrip Microwave Antennas" (Antenas de Microondas Microstrips), lo que se considera como el primer *paper* sobre este tipo de antenas, pero no fue hasta dos décadas más tarde, en 1970 cuando, gracias al desarrollo de los Printed Circuit Board (PCB), se pudieron empezar a realizar los primeros desarrollos de líneas de transmisión y antenas con tecnología microstrip. Desde entonces, las antenas microstrip se han convertido en uno de los tipos de antena más usado para un alto abanico de aplicaciones. [36, 37]

Entre sus principales ventajas se encuentra su delgadez y capacidad de adaptación a distintos tipos de superficies, incluso pudiendo ser conformadas en superficies curvas y no planares. Además son antenas simples, muy ligeras, fáciles de diseñar, con un coste de producción bajo, fáciles de transportar, y preparadas para ser integradas en arrays. Por estas razones, los circuitos y antenas microstrip son comúnmente usados para la fabricación de circuitos monolíticos integrados para microondas (MMICs) en aplicaciones civiles, militares, gubernamentales y comerciales como identificación por radio frecuencia (RFID), retransmisión de radio, sistemas de comunicaciones móviles, Global Positioning System (GPS), televisión, comunicaciones satelitales (fig. 3.1), sistemas de vigilancia, radar, y guiado de misiles entre otros. [38]

Por otra parte, las antenas microstrip son muy versátiles en términos de resonancia y polarización, con obtención de buenos patrones de radiación y fácil adaptación de impedancias. Si además sumamos al circuito elementos adaptativos como diodos varicap, se pueden llegar a diseñar antenas microstrip con frecuencias, impedancias, y patrones de radiación variables. En contra, el uso de antenas microstrip conlleva ciertas limitaciones como su alto factor de calidad (Q), necesidad de limitar la potencia que atraviesa el circuito, baja eficiencia, baja pureza de polarización y ancho de banda limitado. En ciertas aplicaciones, estas limitaciones pueden ser usadas a favor, como el hecho de tener bajos anchos de banda puede ser deseado a la hora de usar las antenas microstrip en aplicaciones de seguridad gubernamental puesto que se limita el rango de penetración externa por parte de posibles atacantes.

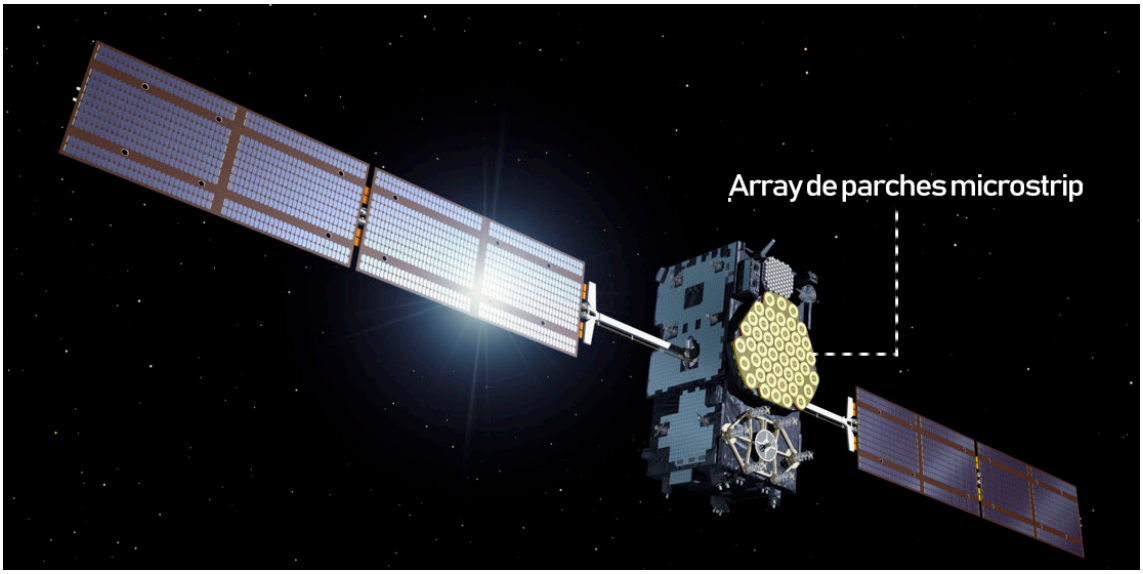


Figura 3.1: Satélite IOV Galileo. [39]

3.2. Características básicas

Las antenas microstrip están formadas por tres elementos básicos: Una capa conductora muy fina, hasta tres órdenes de magnitud menor a la longitud de onda en el espacio de la señal que se desea transmitir por ella, a la que denominaremos como parche. Este arreglo metálico está situado a, aproximadamente, la centésima parte de la longitud de onda en el espacio, del plano de tierra o masa de la antena, que consistirá en una superficie metálica normalmente, del mismo grosor que el parche. Para que un parche rectangular resuene a una frecuencia concreta, la longitud de este debe ser de entre la mitad y un tercio de la longitud de onda de la señal deseada.

Entre el parche y el plano de masa se sitúa el dieléctrico o substrato, encargado de aislar ambos materiales previamente mencionados. El substrato se caracteriza por su permitividad relativa o constante dieléctrica (ϵ_r), y para la construcción de antenas microstrip, esta suele oscilar entre valores de 2.2 y 12. Cuanto más grueso sea el substrato, mejores resultados respecto a ancho de banda y eficiencia obtendremos en el diseño, sacrificando la pérdida de espacio ocupado por el substrato correspondiente, la cual puede ser muy limitada en ciertas aplicaciones. Por otro lado, substratos finos con valores de permitividad relativa alta son usados para aplicaciones de microondas ya que estas requieren contornos muy finos para evitar radiaciones indeseadas y acoplamientos.

Normalmente, las antenas microstrip están integradas en otros circuitos de microondas, con lo que es necesario llegar a un compromiso entre las características de diseño requeridas por la aplicación y el buen rendimiento de la antena. Además de parches rectangulares, las antenas microstrip pueden tomar diversidad de formas para adaptarse a las limitaciones de diseño especificadas por la aplicación. Entre las formas más comunes que toman las antenas microstrip se encuentran cuadrados, círculos, elipses, sectores circulares, triángulos, o dipo-

los. Este tipo de diseños pueden ayudarnos a mejorar ciertas características relacionadas con la radiación de la antena o la adaptación de esta dentro de sistemas más complejas. Otro método para conseguir este tipo de mejoras, así como para poder aumentar el ancho de banda o la directividad es el uso de arrays de antenas microstrip.

Las características de sintonización y adaptación de las antenas de parche microstrip residen principalmente en las dimensiones de los elementos que la componen. En la figura 3.2 se puede observar cómo se organiza una antena microstrip de un solo elemento y las denominación común que se le dan a las variables que definen la dimension de estos elementos. Las variables más importantes a la hora de diseñar una antena microstrip rectangular son los siguientes:

- **L:** Longitud del parche
- **W:** Anchura del parche
- **h:** Altura o espesor del dieléctrico
- **t:** Altura o espesor del parche y de la tierra
- ϵ_r**:** Constante dieléctrica

3.3. Ondas en antenas microstrip

Durante el proceso de normal funcionamiento de las antenas microstrip, diferentes tipos de ondas pueden aparecer en sus líneas y superficies. Algunas de estas ondas son indeseadas puesto que pueden causar interferencias sobre los campos eléctricos que proceden del generador que se haya instalado, y es de vital importancia diseñar la la antena de forma que su aparición sea mínima. Existen cuatro tipos de ondas principales: [38]

- **Ondas espaciales:** Estas tipo de OEM son las que serán radiadas al final del proceso de funcionamiento de la antena. Estas ondas abandonarán la estructura de la antena y se propagarán en el espacio libre y se irán atenuando conforme se alejen de la antena. La propagación de estas ondas es normal y completamente deseada cuando la estructura microstrip es una antena, sin embargo, si las ondas comienzan a propagarse en la línea de alimentación de la antena, también en tecnología microstrip, significará que nuestro diseño tiene pérdidas y se deberá encontrar una solución a este problema de fugas.
- **Ondas superficiales:** Las ondas superficiales producen pérdidas que limitan el rendimiento de la línea de transmisión o de la antena. Suelen aparecer en substratos gruesos y normalmente debido a la diferencia de densidades entre dos medios que se intentan conectar. Estas ondas se quedan atrapadas entre los dos medios debido a efecto reflexivos sin llegar a ser radiadas, lo que se conoce como ”reflexión interna total”. Estas ondas suelen quedar atrapadas en los substratos de las antenas microstrip y producen acoplamientos que disminuyen su rendimiento. En el caso de que estas ondas llegaran a los límites de la estructura de la antena, estas podrían llegar a ser radiadas por efectos difractivos en los ejes, lo que supondría una posible interferencia con las ondas radiadas por la antena, y la consecuente degradación del rendimiento y patrón de radiación de la antena.

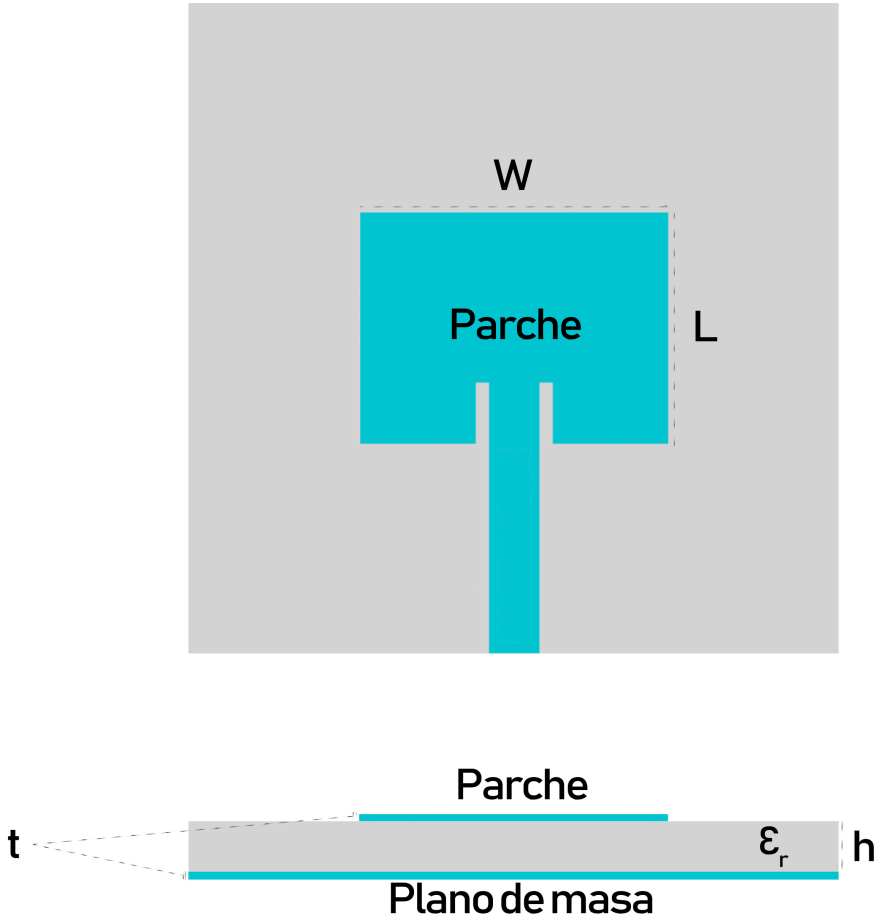


Figura 3.2: Partes de una antena microstrip.

- **Ondas guiadas:** Este tipo de ondas aparecen cuando la tira microstrip está siendo usada como línea de transmisión o guía de onda. Estas ondas comienzan a viajar dentro del substrato cuando este está rellenado casi en la totalidad de su superficie por tiras microstrip eléctricas, lo que provoca que se queden rebotando entre las tiras superiores y el plano de masa.

3.4. Métodos de alimentación

Existen diversas maneras de alimentar una antena en tecnología microstrip. Denominamos alimentación a proceso de interconexión entre el parche y el resto del circuito integrado, incluyendo en el cualquier otro elemento pasivo, generadores, etc. Los métodos de alimentación para antenas microstrip se pueden agrupar por categorías como: Métodos de alimentación

directo, alimentación por proximidad y alimentación por apertura. [38]

3.4.1. Métodos de alimentación directa

Los métodos de alimentación directa son aquellos en los que se interconectan físicamente las dos estructuras que componen el sistema de comunicaciones: la estructura dedicada a la alimentación, procesado y/o filtrado de la señal, y el elemento radiante. Dentro de este método de alimentación, existen dos técnicas principales: la alimentación por línea de transmisión microstrip y la alimentación por sonda coaxial.

3.4.1.1. Alimentación por línea microstrip

La línea de alimentación microstrip se basa en una tira de tecnología microstrip que se conecta directamente a la antena. Esta tira se caracteriza por su anchura, cuya variación definirá la impedancia que al final de la línea, verá la antena. Su espesor es igual al del parche microstrip y se sitúa, de igual manera sobre el substrato. En esta técnica de alimentación se ha de tener especial cuidado a la hora de diseñar el alimentador, puesto que ciertas configuraciones de las dimensiones de la tira pueden llevar a resonancias que propaguen la señal que se está intentando llevar a la antena.

Este tipo de línea es el más facil de fabricar e integrar en el circuito, además de su facilidad de adaptación de impedancias mediante el diseño del *inset* o inserciones que se realizan dentro del parche para encontrar el punto donde las impedancias de la línea y la antena son idénticas y así conseguir la máxima transferencia de potencia. Entre sus limitaciones principales esta el hecho de que al aumentar el grosor del substrato aparezcan ondas superficiales y ondas espaciales, lo que en términos prácticos significa una limitación del ancho de banda del 2% al 5% de la frecuencia de la onda que se desea emitir.

3.4.1.2. Alimentación por sonda coaxial

La alimentación por línea coaxial consiste en conectar el vivo de un cable coaxial directamente al parche microstrip y su malla de tierra al plano de tierra de la antena. Este método también es sencillo de construir e implica una baja radiación espuria. También es un método que permite una fácil adaptación entre la línea y la antena, para ello se irá variando la posición de instalación de la sonda respecto al radiador de la misma forma en la que actuaban los inset en la alimentación por línea microstrip. Su principal dificultad de implementación reside en el hecho de tener que perforar el radiador para colocar y soldar el vivo del coaxial a este.

3.4.2. Métodos de alimentación indirecta

En estos métodos de alimentación, no existe un material conductor que toque físicamente el parche sino que este se alimentará por acoplamiento electromagnético entre un material conductor instalado cerca de él. Estos métodos de alimentación solucionan ciertas limitaciones que producen las alimentaciones directas, como el hecho de producir radiaciones con polarizaciones cruzadas.

3.4.2.1. Alimentación por proximidad

Para este método se hará uso de dos substratos, un substrato entre el plano superior donde se instalará el parche microstrip y un plano central donde se encontrará la línea de alimentación también en tecnología microstrip. El segundo substrato separará el plano central de alimentación con un plano de tierra situado en la parte inferior de toda la infraestructura.

El principio de funcionamiento se basa en el acoplamiento electromagnético entre la línea de transmisión situado como un sándwich entre los dos substratos, y el parche en la capa superior. Las constantes dieléctricas de los distintos substratos son distintas y esto será de ayuda a la hora optimizar la penetración entre capas.

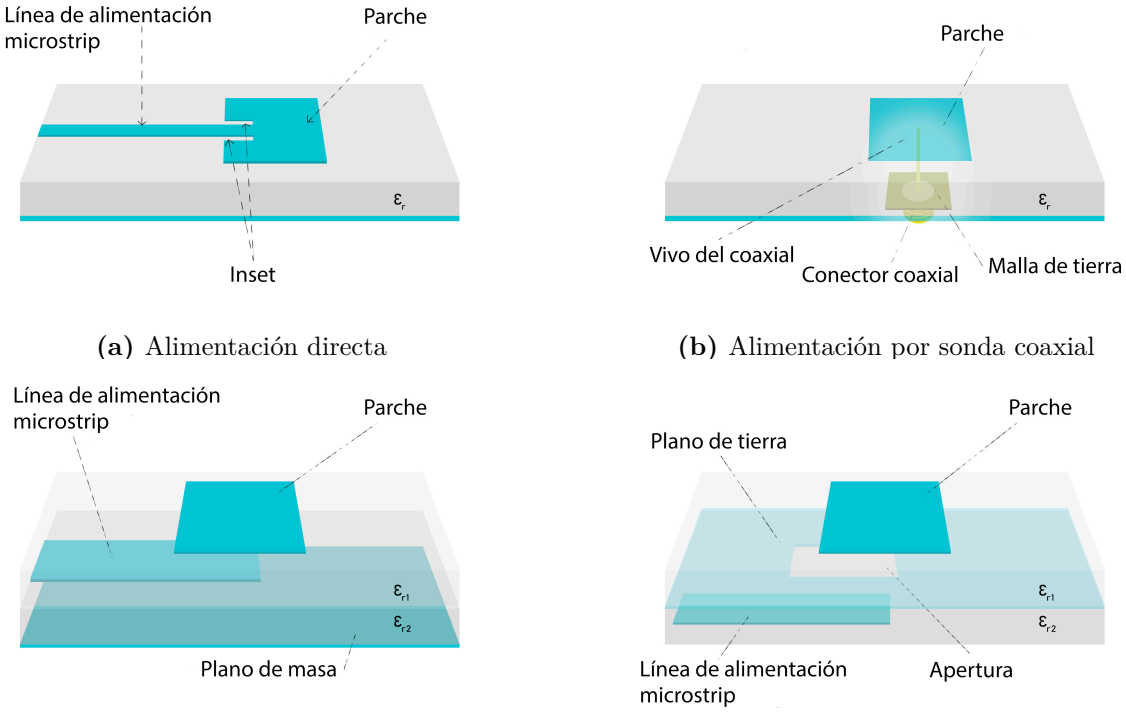
Además, este método de alimentación permite la obtención de mejores anchos de banda, menor radiación espuria, mejor supresión del paso de modos de orden superior, y facilidad para adaptar la línea microstrip al parche. La principal desventaja de este método reside en la utilización de dos substratos, lo que incrementa notablemente el grosor del sistema de antena, lo que en ciertas aplicaciones puede no ser viable.

3.4.2.2. Alimentación por ranura

El método de alumentación indirecta por ranura o alimentación por apertura se basa en el principio de funcionamiento del método de alimentación por proximidad. En este método también se utilizan dos substratos, pero en una configuración distinta, en la que los planos de tierra y de alimentación, se intercambian las posiciones. Ahora en el plano inferior se encontrará la línea de alimentación microstrip mientras que en el plano central encontraremos el plano de tierra. Lo que caracteriza a este método de alimentación es que el plano de tierra central, tendrá una pequeña ranura o apertura cuyas dimensiones y posición serán claves para la adaptación de impedancias entre la línea y el parche, que seguirá instalado en el plano superior.

Con el mismo principio de funcionamiento que la alimentación por proximidad, el parche será alimentado electromagnéticamente por la línea a través de la ranura del plano central. Este tipo de alimentación por apertura se aventaja con respecto a la alimentación por proximidad en que, al estar la línea de alimentación en el plano inferior y separada por el plano central de masa, se evitan interferencias electromagnéticas entre las radiaciones de cada plano.

Al igual que en la alimentación por proximidad, este método de alimentación ayuda a obtener una mejor pureza de polarización, un mayor ancho de banda, y una mayor facilidad de adaptación a costa de un mayor grosor del sistema de comunicación.



(a) Alimentación directa

(b) Alimentación por sonda coaxial

(c) Alimentación por proximidad

(d) Alimentación por ranura

Figura 3.3: Tipos de alimentación de antenas microstrip.

Característica	Linea Microstrip	Sonda Coaxial	Proximidad	Ranura
Radiación del Feed	Poca	Poca	Poca	Mínima
Fiabilidad	Máxima	Alta	Alta	Alta
Fabricación	Fácil	Requiere soldadura	Requiere alineación	Requiere alineación
Adaptación de impedancias	Fácil	Fácil	Fácil	Fácil
Ancho de Banda	2-5%	2-5%	2-5%	13-15%

Tabla 3.1: Resumen de características de cada tipo de alimentación

3.5. Métodos de análisis

Existen diferentes métodos para analizar el comportamiento de una antena en tecnología microstrip. Cada uno ofrece una diferente relación entre complejidad y precisión entre los resultados empíricos y los que se obtienen en la realidad. Los métodos más comunes de análisis son el método de línea de transmisión, el método de cavidad, y el método de onda completa.

El método de línea de transmisión es más sencillo pero con una menor exactitud a la hora de obtener los resultados así como una menor facilidad para modelar el acoplamiento. Este método además, solo es útil a la hora de diseñar y analizar parches rectangulares. Comparado con el, el método de cavidad ofrece una mayor precisión sacrificando la complejidad a la hora de realizar los cálculos. El método de onda completa es usado para obtener los resultados más exactos, versátiles, y con mayor facilidad para tratar elementos finitos, así como arrays infinitos, pilas, y antenas microstrip con formas completamente aleatorias, pero sacrificando la facilidad en el análisis ya que se trata de un método muy complejo y no ofrece una buena visión física para entender los fenómenos físicos que ocurren en la antena.

En este proyecto se ha usado principalmente el método de línea de transmisión para el diseño de las antenas microstrip, con lo que se procederá a profundizar en la explicación de este método obviando los métodos de cavidades y onda completa dada su complejidad. [37]

3.5.1. Método de análisis y diseño por línea de transmisión

El método de línea de transmisión, es un método de análisis del comportamiento físico de una antena microstrip que ofrece una manera sencilla de modelar la antena, con unos cálculos más rápidos y una visión más sencilla de lo que ocurre físicamente en la antena, a costa de unos resultados menos precisos que los que encontraríamos en otros métodos de análisis. Este método de análisis modela la antena microstrip como dos ranuras, separadas por una línea de transmisión de baja impedancia Z_c y de longitud L (fig. 3.4).

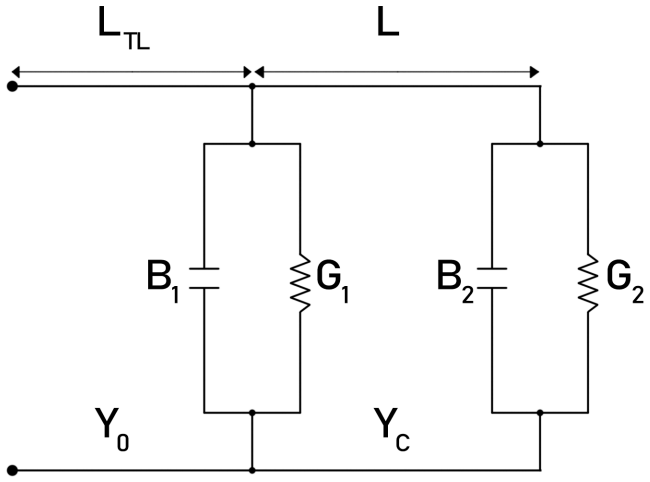
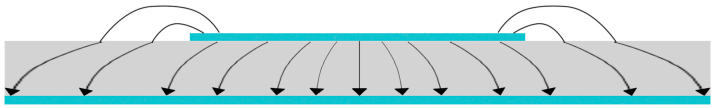


Figura 3.4: Modelo equivalente del circuito de la antena microstrip.

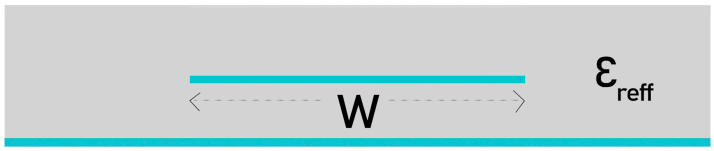
Para explicar el modelo de línea de transmisión tomaremos como ejemplo el análisis de un parche rectangular. Debido a que las longitudes de ancho W y alto L del parche son limitadas, los campos eléctricos en los ejes producen el efecto *fringing* en el parche. Este efecto es de vital importancia a la hora del diseño de las dimensiones de los ejes ya que influye en la frecuencia

de resonancia de la antena. Para el plano E, el efecto *fringing* se comporta en función de la relación entre la longitud del parche L y la altura del substrato h y su constante dieléctrica ε_r.

Para el caso en el que la antena original se sustenta sobre el plano superior de un substrato con dieléctrico ε_r y y por encima del parche solo se encuentra el aire, se puede observar cómo el flujo de las líneas de campo eléctrico viajan en primer lugar por el aire, para luego concentrar su flujo en el substrato (fig. 3.5a). Esto hace que la antena se pueda modelar como una línea microstrip sumergida en un substrato cuya constante dieléctrica es ε_{reff}, también denominada *constante dieléctrica efectiva* (fig. 3.5b). Se puede obtener la constante dieléctrica efectiva mediante la ecuación 3.1.



(a) Distribución de las líneas de campo eléctrico

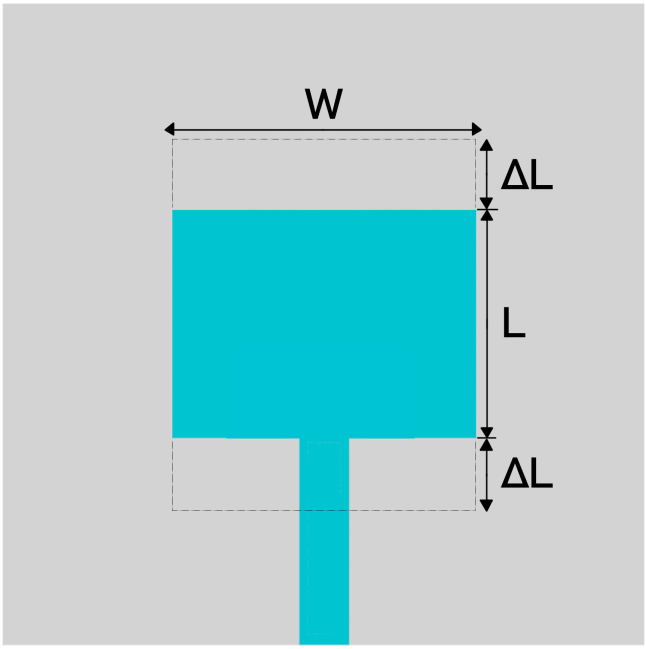


(b) Modelado de la constante dieléctrica efectiva

Figura 3.5: Antena microstrip según el modelo de línea de transmisión.

$$\varepsilon_{reff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2}\left(1 + \frac{12h}{W}\right)^{-\frac{1}{2}} \tag{3.1}$$

En efectos prácticos, el efecto *fringing* produce que las dimensiones eléctricas vistas por la antena sean mayores a las dimensiones físicas reales. Este incremento de distancia ΔL (fig. 3.6), queda en función de la constante dieléctrica efectiva ε_{reff}, y la relación entre la anchura y la altura de la antena (eq. 3.2). El hecho de añadir este incremento de longitud hará que los cálculos respecto al diseño de la antena tengan que estar en función de esta nueva longitud (eq. 3.3).



(a) Vista de alzado

(b) Vista de perfil

Figura 3.6: Modelado del incremento de longitud debido al efecto *fringing*.

$$\frac{\Delta L}{h} = 0.412 \frac{(\varepsilon_{reff} + 0.3)(\frac{W}{h} + 0.264)}{(\varepsilon_{reff} - 0.258)(\frac{W}{h} + 0.8)} \tag{3.2}$$

$$L_{eff} = L + 2\Delta L \tag{3.3}$$

Otra variable que será importantes a la hora de diseñar la antena o el array de antenas será la longitud de onda en el medio guiado λ_g:

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_{reff}}} \tag{3.4}$$

Una vez que se ha tenido en cuenta los conceptos de longitud efectiva y *fringing* se puede proceder al diseño del parche microstrip. Se trata de un proceso de diseño sencillo según el

método de línea microstrip, en el cual solo necesitaremos especificar de antemano los valores de constante dieléctrica del substrato elegido ε_r, la altura de este h y la frecuencia a la que se pretende que trabaje la antena f_r. Con estos parámetros se calcularan las dimensiones del parche W y L. Para ello es común seguir el siguiente flujo de trabajo:

1. Calcular la anchura del parche W:

$$W = \frac{1}{2f_r\sqrt{\mu_0\varepsilon 0}}\sqrt{\frac{2}{\varepsilon_r+1}} = \frac{v_0}{2f_r}\sqrt{\frac{2}{\varepsilon_r+1}} \tag{3.5}$$

   Donde v_0 es la velocidad de la luz en el vacío.

2. Calcular la constante dieléctrica efectiva ε_{reff} mediante la eq. 3.1.

3. Calcular el incremento de longitud debido al efecto *fringing* mediante la ecuación 3.2.

4. Finalmente obtener la longitud del parche L:

$$L = \frac{1}{2f_r\sqrt{\varepsilon_{reff}}\sqrt{\mu_0\varepsilon 0}} - 2\Delta L \tag{3.6}$$

Una vez que se han calculado las dimensiones del parche, vamos a proceder a su adaptación. Para ello, es muy común el uso de pequeñas inserciones de la línea de alimentación microstrip o *inset* dentro del parche, abriendo dos ranuras alrededor de esta. Con esto se consigue que la línea de alimentación con una impedancia característica Z_c este completamente adaptada en impedancias con el parche. Estas pequeñas ranuras tendrán una longitud específica en la que se sabe que la posición en la que se encuentra el final de la línea concuerda con la misma impedancia dentro del parche.

Para hallar la longitud del *inset* se necesita tener en cuenta las admitancias Y, conductancias G y susceptancias B de las ranuras y así poder calcular cuál es la resistencia de entrada resonante donde buscar la adaptación entre *feed* y parche. Para ello primero se calcula la conductancia G_1:

$$G_1 = \frac{I_1}{120\pi^2} \tag{3.7}$$

Donde I_1 se calcula mediante:

$$I_1 = \int_0^\pi \left[\frac{\sin(\frac{k_0 W}{2})\cos\theta}{\cos\theta}\right]^2 \sin^3\theta d\theta \tag{3.8}$$

Las dos ranuras producirán una conductancia mutua G_{12} cuyos efectos han de ser tenidos en cuenta para calcular la resistencia de entrada.

$$G_{12} = \frac{I_{12}}{120\pi^2} \tag{3.9}$$

Donde I_{12} se calcula mediante:

$$I_{12} = \int_0^{\pi} \left[\frac{\sin(\frac{k_0 W}{2}) \cos\theta}{\cos\theta} \right]^2 J_0(k_0 L \sin(\theta)) \sin^3\theta d\theta \tag{3.10}$$

Donde se entiende como J_0 la función de Bessel de orden cero.

A continuación, se obtendrá la resistencia de entrada resonante R_{in} mediante:

$$R_{in} = \frac{1}{2(G_1 \pm G_{12})} \tag{3.11}$$

Finalmente, hallaremos la distancia con la que se ha de diseñar el *inset* y_0 (fig. 3.7), para conseguir la adaptación de impedancias entre la alimentación directa por línea microstrip y el parche.

$$y_0 = \left(\frac{L}{\pi}\right) \arccos\left(\sqrt{\frac{R_{in}(y = y_0)}{R_{in}}}\right) \tag{3.12}$$

Donde $R_{in}(y = y_0)$ es la impedancia característica de la línea de alimentación microstrip.

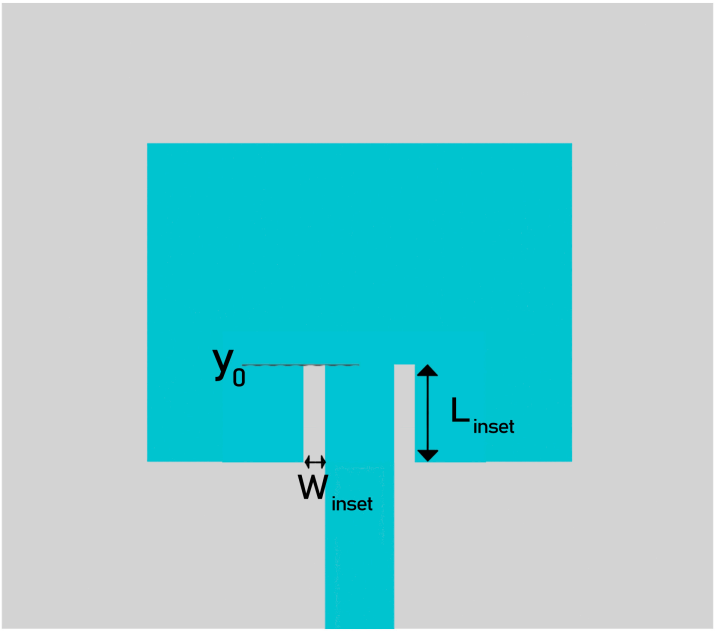


Figura 3.7: Altura del *inset* para adaptar las impedancias.

Tras realizar el análisis se obtendrán unos parámetros de pérdidas de retorno de la antena con leves margenes de error sobre los inicialmente buscados en el diseño. Esto se debe a la simpleza de análisis del modelo de línea de transmisión, pero estos parámetros ya estarán dentro de los órdenes de magnitud buscados y se hará muy sencilla la corrección de ciertas dimensiones para conseguir adaptar el diseño del todo a nuestras especificaciones.

3.6. Otros parámetros de análisis

Además de los parámetros que se han calculado anteriormente para diseñar la antena microstrip, la construcción del sistema completo necesitará de otras características para su correcto funcionamiento. Estos nuevos parámetros están relacionados con las líneas de transmisión microstrip que alimentarán la antena y darán forma al array. Es importante que las líneas de transmisión tengas unas dimensiones específicas puesto que son estas las que definen sus características. Un buen diseño de las líneas de transmisión será de ayuda para una sencilla adaptación de impedancia entre la antena, la fuente y otras líneas de transmisión adyacentes. [37]

3.6.1. Ancho de la línea de transmisión

El ancho de la línea de transmisión W_{feed} es clave para el diseño de esta puesto que es quien define su impedancia característica. En una configuración de línea de transmisión en tecnología microstrip, podemos sintetizar el ancho de la antena según la impedancia que se desea obtener para un diseño específico. Es necesario conocer de antemano cuál va a ser la altura del sustrato. A partir de ahí aplicaremos la siguiente ecuación:

$$\frac{W_{feed}}{h} \approx \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A}-2}, & \frac{W_{feed}}{h} \leq 2 \\ \frac{2}{\pi}\left[B-1-\ln(2B-1)+\frac{\varepsilon_r-1}{2\varepsilon_r}\left(\ln(B-1)+0.39-\frac{0.61}{\varepsilon_r}\right)\right], & \frac{W_{feed}}{h} > 2 \end{cases} \tag{3.13}$$

Donde A y B pueden ser calculados mediante las ecuaciones:

$$A = \frac{Z_0}{60}\sqrt{\frac{\varepsilon_r+1}{2}} + \frac{\varepsilon_r-1}{\varepsilon_r+1}\left(0.23+\frac{0.11}{\varepsilon_r}\right) \tag{3.14}$$

$$B = \frac{337\pi}{2Z_0\sqrt{\varepsilon_r}} \tag{3.15}$$

Donde Z_0 representa la impedancia que deseamos obtener en la línea de transmisión. Para que esta síntesis llegue a cumplirse, la altura o espesor de la línea de transmisión debe ser muy pequeña en comparación a las dimensiones de la anchura que se pretende obtener W_{feed} y la altura del substrato donde se sostiene la tira microstrip h.

3.6.2. Altura de la línea de transmisión

La altura o longitud L_{feed} de la tira de alimentación microstrip puede, en principio, tener cualquier valor, y este queda reservado para nuestras necesidades de diseño. Pero existe un caso especial en el que es necesario especificar una altura de la línea concreta.

3.6.2.1. Transformador $\lambda/4$

Cuando, por razones de diseño de cualquier tipo de circuito electrónico, necesitamos realizar una adaptación de impedancias entre dos sistema cuyas impedancias son puramente reales u óhmicas y de distinto valor, existe un método de adaptación de estas, muy sencillo de implementar, denominado "Transformador $\lambda/4$".

El transformador $\lambda/4$ se basa en la adición de una línea de transmisión cuya longitud sea igual a la cuarta parte de la longitud de onda en el medio guiado de la señal a la que se pretende transmitir. Esta línea de transmisión además deberá de tener una impedancia característica de:

$$Z_{\lambda/4} = \sqrt{Z_0 R_L} \tag{3.16}$$

Donde Z_0 es la impedancia característica de la línea del circuito alimentador y R_L es la carga del sistema que se desea adaptar al circuito anterior (fig. 3.8).

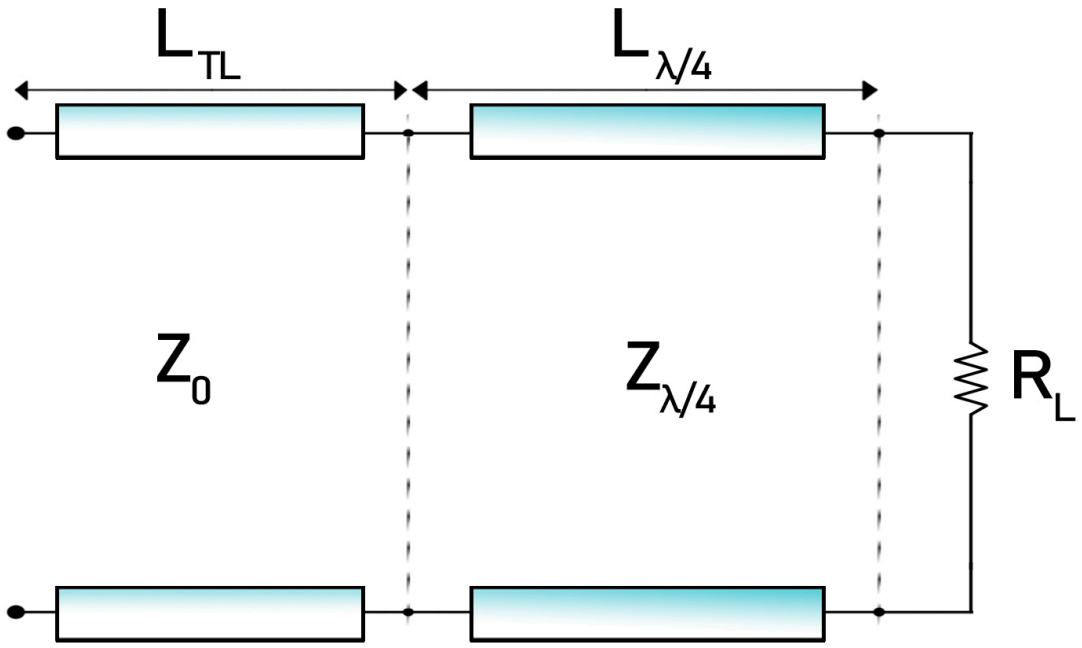


Figura 3.8: Circuito con adaptador $\lambda/4$

En el caso de que cualquiera de las impedancias, ya sea de la parte del generador o de la carga, no sea puramente óhmica deberemos añadir otro tipo de adaptadores, como elementos pasivos en serie o paralelo, cuya función es anular la parte reactiva de las impedancias de estos circuitos. A lo largo del proceso de diseño y análisis de las antenas del proyecto, los transformadores $\lambda/4$ serán muy usados para la adaptación entre las líneas de 25, 50 y 100 Ω en las configuraciones de arrays donde la división de potencias en las bifurcaciones de caminos paralelos, impliquen el aumento de la impedancia de la línea, produciendo desadaptaciones

finales con el parche que implicarían líneas de transmisión ínfimas para cumplir con los requerimientos de los divisores de potencia.

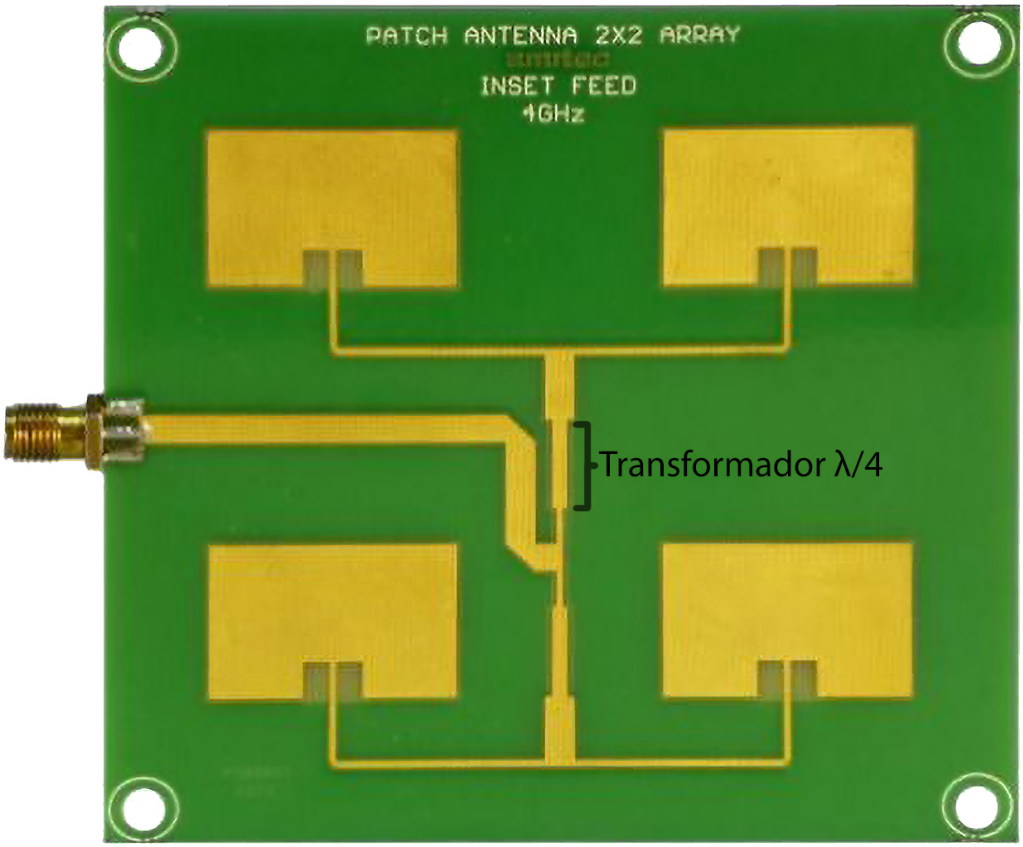


Figura 3.9: Ejemplo real de transformador $\lambda/4$ sobre un array microstrip 2x2 . [40]

4. Arrays de Antenas

4.1. Introducción

Un array o vector de antenas se basa en la agrupación de un cierto número de elementos individuales de antenas para conseguir que trabajen como una sola, mejorando así las prestaciones globales de esta e incluso llegar a obtener parámetros característicos que serían imposibles de conseguir con el trabajo de una sola antena.

En cierto tipo de aplicaciones, necesitamos patrones de radiación o ganancias que antenas de un único elemento no nos pueden ofrecer, ya que los patrones de directividad de estos suelen ser anchos y muy poco directivos. Cuando se necesitan antenas con ganancias más elevadas o patrones de directividad estrechos y concentrados para, por ejemplo, radio enlaces, o patrones estrechos en un plano, pero muy extendidos en su perpendicular, como se hace necesario en aplicaciones de telefonía móvil donde se intenta concentrar el haz hacia las calles y las casas y evitar propagar la señal al cielo, se hace indispensable el uso de agrupaciones de antenas para modelar la radiación de la señal según nuestras especificaciones.

Normalmente un array de antenas está formado por la agrupación del mismo tipo y modelo de antenas dispuestas en una geometría específica. Aunque esto no es estricto, y diferentes tipos de antenas pueden actuar como array para conseguir configuraciones más específicas o cuando otro tipo de limitaciones, como factores de diseño o económicos, no nos permiten usar el mismo tipo de antenas.

Cuando se dispone de un array de antenas, lo común es que este se diseñe para que el campo electromagnético radiado total sea la suma de los campos individuales trabajando en forma de interferencia constructiva para el lóbulo principal, y en forma de interferencia destructiva para el resto del espacio, de forma que la máxima transferencia de potencia se centre en el lóbulo principal. Para conseguir un correcto funcionamiento de un array de antenas según las especificaciones marcadas para nuestra aplicación se deberán tener en cuenta una serie de factores clave en el diseño [41]:

- **La configuración geométrica:** se deberá conocer de antemano qué tipo de configuración geométrica se aplicará a la hora de distribuir los elementos individuales: Lineal, circular, rectangular, etc. Esta distribución es clave para la correcta aproximación a los parámetros finales deseados.
- **Distancia entre elementos:** la distancia entre elementos afectará a como los campos electromagnéticos interfieren entre si y estos son sumados en el campo lejano.
- **La amplitud de excitación:** una incorrecta intensidad de excitación a uno o varios

de los elementos que conformen el array puede llevar a superposiciones indeseadas que deformen por completo el patrón de radiación de nuestra antena global.

- **La fase de excitación:** la fase con la que se alimenta cada elemento individual es un factor clave para modelar el comportamiento global de la antena. Si se alimenta cada elemento siempre con la misma fase se obtendrá un patrón de radiación concreto y estático mientras que el hecho de variar la fase a cada elemento de forma individual hará que el patrón de radiación varíe según las necesidades. Esta variación de fase es normalmente llevada a cabo por ordenador y son también conocidos como *Phased array*.

- **El patrón de radiación de cada elemento:** para que un elemento llegue a interferir constructiva o destructivamente sobre la radiación de otro, es necesario que sus patrones lleguen a mezclarse físicamente, para ello, el patrón de radiación de cada elemento individual debe estar controlado para así poder predecir cual será el resultado de la antena global.

4.2. Arrays lineales

Para entender el funcionamiento analítico de las agrupaciones de antenas, se pondrá como ejemplo un array lineal de estas. Un array lineal consiste en un conjunto de antenas agrupadas a lo largo de una recta y conectadas en serie. El diagrama de radiación del array de antenas es el producto final de las interferencias constructivas y destructivas causadas por las radiaciones de los elementos individuales. Comenzaremos considerando una sola antena alimentada mediante una corriente I_n, donde n identifica el número de la antena que compone el array, siendo 0 la primera antena y N-1 la última. Por lo tanto, la primera antena será alimentada por una corriente I_0 [21].

Esta antena poseerá una distribución de corrientes $J_0(\vec{r})$. Por lo tanto, si agrupamos un conjunto de n antenas equiespaciadas una distancia d a lo largo del eje z (fig. 4.1), cada una excitada con su fasor de corriente, I_n, la distribución de corrientes del conjunto de antenas quedará como:

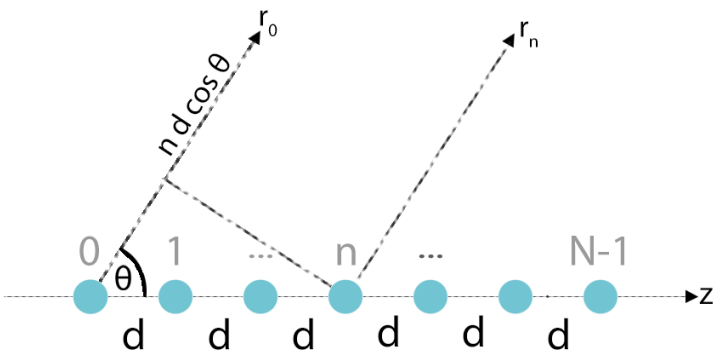


Figura 4.1: Agrupación lineal de antenas sobre el eje Z.

$$\vec{J}(\vec{r}) = \sum_{n=0}^{N-1} I_n \vec{J}_0(r - nd\hat{z}) \tag{4.1}$$

Se puede expresar el sumatorio anterior como la convolución entre la corriente que alimenta un elemento básico del array, es decir, una antena simple, y un tren de deltas ponderadas con sus respectivos pesos I_n.

$$\vec{J}(\vec{r}) = \vec{J}_0(\vec{r}) * \sum_{n=0}^{N-1} I_n \delta(r - nd\hat{z}) = \vec{J}_0(\vec{r}) * I(n) \tag{4.2}$$

Sabiendo que el vector de radiación $\vec{N}(\vec{r})$, es la transformada de Fourier tridimensional de la distribución de corrientes $\vec{J}(\vec{r})$, se aplicará el teorema de convolución para calcularlo.

$$\vec{N}(\vec{r}) = TF_{3D}\left[\vec{J}(\vec{r})\right] = \vec{N}_0(\vec{r}) \cdot TF_{3D}[I(n)] \tag{4.3}$$

Donde $\vec{N}_0(\vec{r})$ es el vector de radiación del elemento simple situado en el origen, cuando el fasor de alimentación toma el valor unidad. Dado que el fasor de corriente I_n es separable, su TF_{3D} consistirá en el producto de las transformadas en cada dirección.

$$TF_{3D}[I(n)] = TF_x[I(n)] \cdot TF_y[I(n)] \cdot TF_z[I(n)] = TF_z[I(n)] = \sum_{n=0}^{N-1} I_n e^{j\omega_z n} \tag{4.4}$$

Donde ω_z es la frecuencia digital en la dirección del eje z, que puede ser obtenida mediante el producto de la frecuencia espacial analógica k_z por el periodo de muestreo en la dirección z, que equivale a la distancia de espaciación entre las antenas que componen el array, d.

$$\omega_z = k_z \cdot d = kd\cos\theta \tag{4.5}$$

Donde θ representa el ángulo cualquiera con respecto a la agrupación de antenas. Teniendo en cuenta que los fasores de alimentación I_n, presentan una fase progresiva entre cada par de antenas consecutivas que puede expresarse mediante:

$$I_n = a_n e^{jn\alpha} \tag{4.6}$$

Donde a_n son coeficientes, generalmente complejos, y que pueden tomar valores reales cuando la fase de alimentación sea progresiva, se podrá entonces obtener el vector de radiación del conjunto de antenas:

$$\vec{N}(\vec{r}) = \vec{N}_0(\vec{r}) \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{jn(kd\cos\theta+\alpha)} \tag{4.7}$$

Para simplificar los cálculos, agruparemos el término $kd\cos\theta + \alpha$ en una sola variable, la cual representará la diferencia de fase entre las contribuciones en el campo lejano de dos

antenas consecutivas.

$$\Psi = kd\cos\theta + \alpha \tag{4.8}$$

Esta diferencia de fase es igual a la suma del desfase por diferencia de caminos $kd\cos\theta$, más la diferencia de fase que progresivamente ha ido alimentando cada antena α. Quedando entonces el vector de radiación como:

$$\vec{N}(\vec{r}) = \vec{N_0}(\vec{r}) \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{jn\Psi} \tag{4.9}$$

Se puede observar cómo el vector de radiación consiste en el producto entre el vector de radiación de la primera antena básica $\vec{N_0}(\vec{r})$ y un factor que tiene en cuenta la interferencia de las N ondas generadas por cada antena. Este factor depende unicamente de la separación entre elementos, su alimentación y la frecuencia de trabajo, y se le denomina *factor de agrupación* o *factor de array* (*FA*).

$$FA(\Psi) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{jn\Psi} \tag{4.10}$$

4.3. Factor de array

Mediante el factor de array se puede obtener el patrón de radiación producido por cualquier array de antenas isotrópicas. Si las antenas que conforman el array no fuesen isotrópicos, se podrá obtener el campo radiado total multiplicando el factor de array por el campo radiado de un elemento único. Cada array tiene su propio factor de array. El factor de array, por lo general, queda en función del número de elementos, su disposición geométrica, sus magnitudes relativas, sus fases relativas, y la distancia entre los elementos [37].

El factor de array presenta las siguientes propiedades [21]:

- **Periodicidad:** Se trata de una función periódica del ángulo Ψ con periodo 2π, tal que los coeficientes de su serie de Fourier son los coeficientes de la alimentación a_n. Gracias a esta propiedad se podrá realizar una sintetización de un patrón de radiación mediante el ajuste de los coeficientes de Fourier del factor de array de la agrupación concreta.

- **Relación con la TF:** El factor de array puede ser definido ahora como la transformada de Fourier de la secuencia discreta de los coeficientes de la alimentación, a_n.

- **Máximo del factor de array:** Si los coeficientes de la alimentación a_n son reales y positivos, el máximo del factor de la agrupación se encuentra en el origen $\Psi = 0$. Sabiendo que el máximo del diagrama de radiación se encuentra en la dirección en la que los máximos de cada antena se interfieren positivamente en el espacio, es decir, en fase, la cual corresponde a un desfase nulo ($\Psi = 0$) en la interferencia cuando los coeficientes son reales y positivos.

- **Margen visible:** Dado que el ángulo θ solo tomará valores reales entre 0 y π, se puede deducir el rango de valores de Ψ para los que este fenómeno toma lugar:

$$\Psi \in [-kd + \alpha,\ kd + \alpha] \tag{4.11}$$

  Solamente el intervalo comprendido en (4.11) pertenece al diagrama de radiación, lo que se conoce como *margen visible* (fig. 4.2). La longitud del margen visibles es de $2kd$ y está centrado en $\Psi = \alpha$, de forma que su tamaño es proporcional al espaciado de la agrupación, normalizado respecto a la longitud de onda y su posición en el eje Ψ varía con la fase progresiva.

- **Máximo del diagrama de radiación:** Cuando los coeficientes de la alimentación son reales y positivos y si el margen visible incluye el origen $\Psi = 0$, el máximo del diagrama de radiación se encuentra en θ_{max}.

$$\theta_{max} = \arccos(-\frac{\alpha}{kd}), \quad |\alpha| \leq kd \tag{4.12}$$

  Si se varía la fase de alimentación progresiva α, sería posible controlar la dirección del máximo de radiación. Este es el principio de funcionamiento de los *Phased arrays*, en las que la dirección del máximo se varía de forma electrónica mediante un control de la fase relativa progresiva de alimentación de los elementos individuales del array.

- **Periodicidad de los máximos:** Si el máximo de radiación se encuentra en Ψ_{max} existirán máximos periódicos en los múltiplos enteros de 2π. Cuando estos máximos se encuentran dentro del margen visible:

$$kd + \alpha \geq 2\pi, \quad -kd + \alpha \leq 2\pi \tag{4.13}$$

  Aparecerán múltiples máximos de radiación en el espacio real, denominados *lóbulos de difracción* o *grating lobes*. Este fenómeno suele darse cuando el espaciado es de una o más longitudes de onda.

4.4. Influencia de los parámetros de diseño

A continuación, se van a realizar un breve resumen sobre los principales efectos que producen sobre el patrón de radiación la modificación de los parámetros de diseño del array, tales como el número de elementos que lo componen, la distancia entre ellos, o el efecto que produciría un desfase relativo en su alimentación.

Para la simulación de los efectos deseados se usará el Applet diseñado por Amanogawa para la simulación de arrays uniformes. En las los gráficos generados por el Applet, se puede observar dos pequeños círculos centrados en el diagrama de radiación y separados a una cierta distancia, cuya función es la representación del primer y último dipolo que conforme el array. El triángulo amarillo es usado por otra característica de Applet y, aunque aparezca en las simulaciones, no ha de ser tenido en cuenta y no tiene influencia sobre los resultados obtenidos. [42]

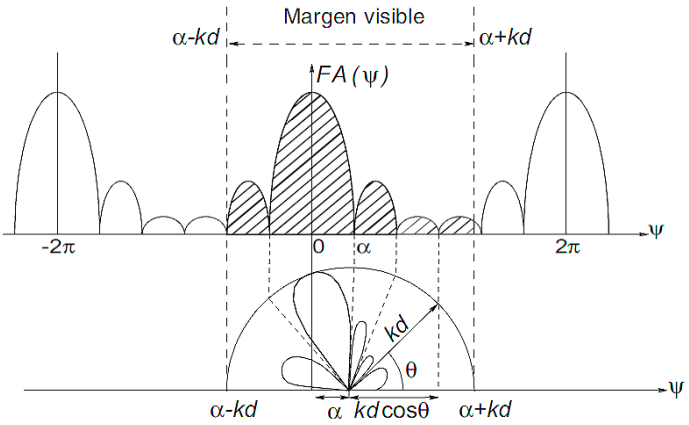


Figura 4.2: Margen visible. [21]

4.4.1. Número de elementos

En primer lugar se comenzará variando el número de elementos que componen el array de dipolos uniformes. La configuración del array se basará en la adición de dipolos de longitud $\lambda/2$, alimentados con la misma fase relativa y separados a una distancia entre $\lambda/4$ y λ para poder ver cómo la separación entre elementos también afecta a la forma inicial del patrón de radiación.

En la tabla 4.1 se puede observar cómo, dado un espacio constante y un aumento del número de elementos del array, la directividad del patrón de radiación va aumentando, y con ello, el número de lóbulos laterales. Se ha de llegar a un compromiso entre la directividad que se desea conseguir en el patrón de directividad final frente al número de lóbulos laterales y la intensidad de estos, a la hora de diseñar un array lineal.

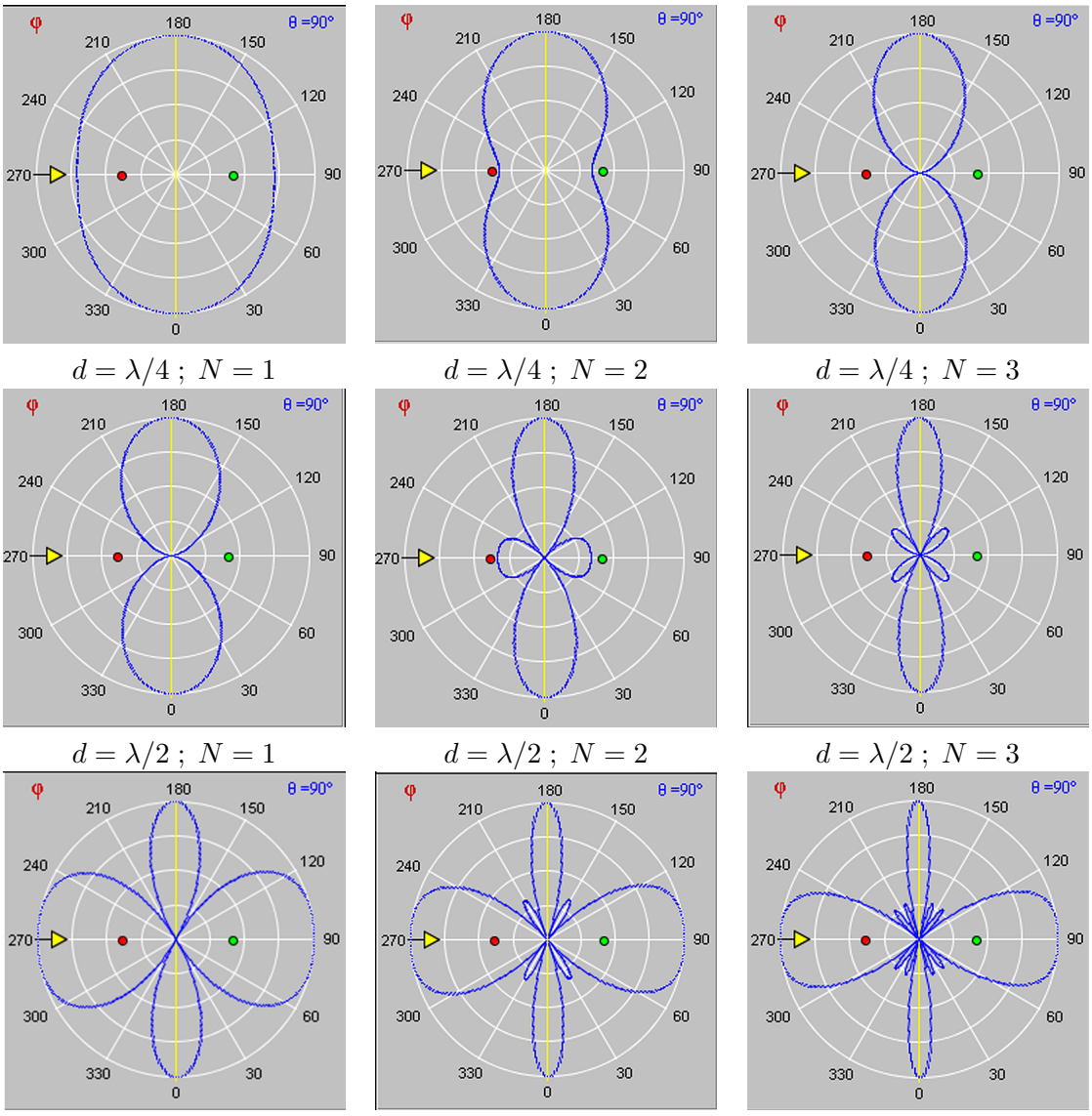
4.4.2. Espaciado de elementos

En esta caso se modificará la separación entre antenas fijando el número de elementos que componen el array a 4 dipolos $\lambda/2$. La principal variación que se observa cuando se aumenta la distancia entre elementos es la aparición de nuevos máximos.

Cuando la distancia de separación es menor a $\lambda/2$ tan solo aparece un máximo principal. Conforme la separación aumenta de λ encontraremos la aparición de nuevos máximos principales, como ocurre en la tabla 4.2 cuando $d = \lambda$. Entre $\lambda/4$ y λ encontramos aparición de lóbulos laterales. [41]

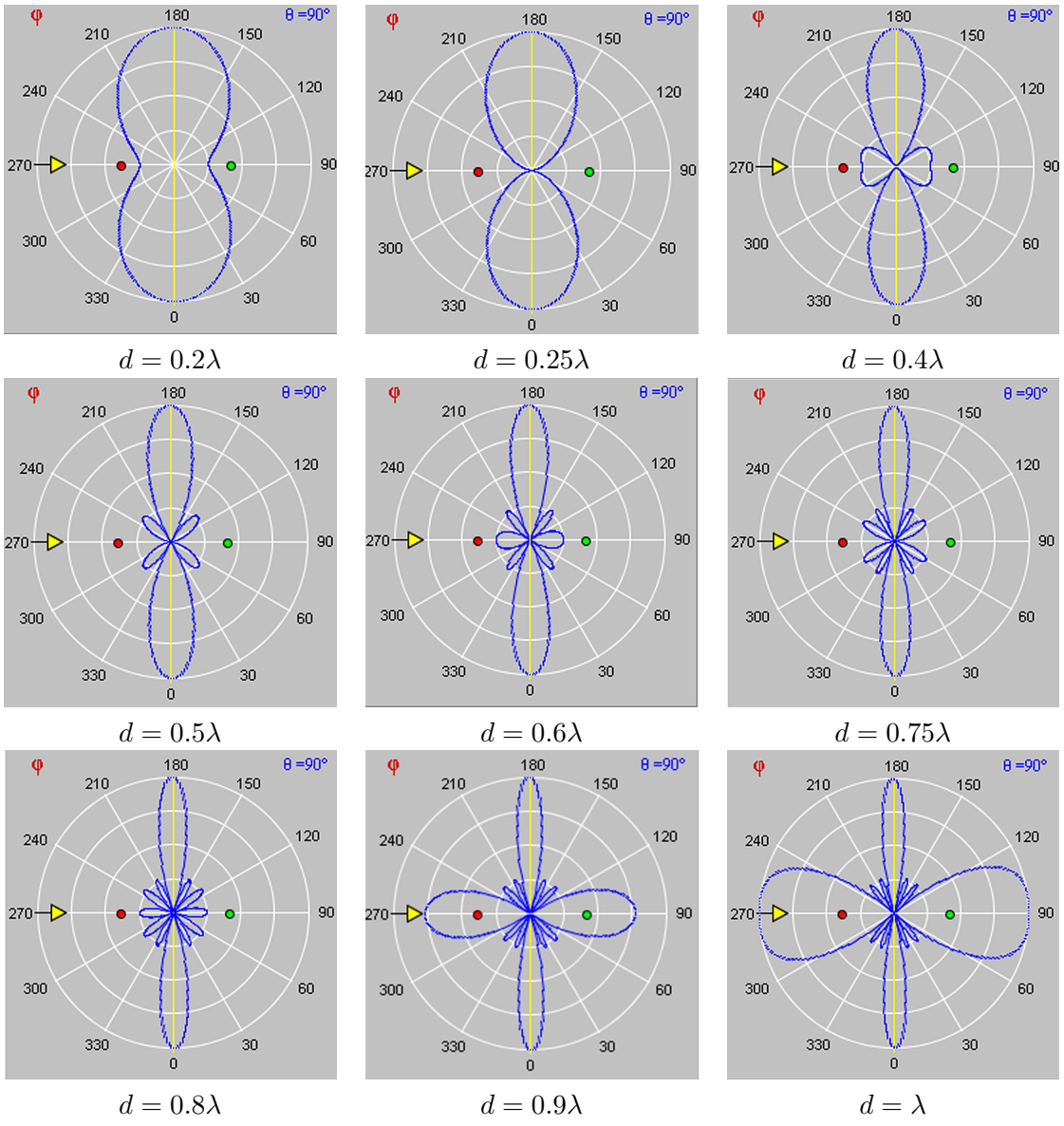
4.4.3. Desfase progresivo

En este último caso, se modificará el desfase progresivo entre las antenas de $-180°$ a $+180°$, manteniendo, como en las configuraciones anteriores, un array de 4 dipolos $\lambda/2$ separados a una distancia de $\lambda/4$. [41]



$d = \lambda/4\ ;\ N = 1$	$d = \lambda/4\ ;\ N = 2$	$d = \lambda/4\ ;\ N = 3$
$d = \lambda/2\ ;\ N = 1$	$d = \lambda/2\ ;\ N = 2$	$d = \lambda/2\ ;\ N = 3$
$d = \lambda\ ;\ N = 1$	$d = \lambda\ ;\ N = 2$	$d = \lambda\ ;\ N = 3$

Tabla 4.1: Efecto de adición de elementos sobre array lineal.

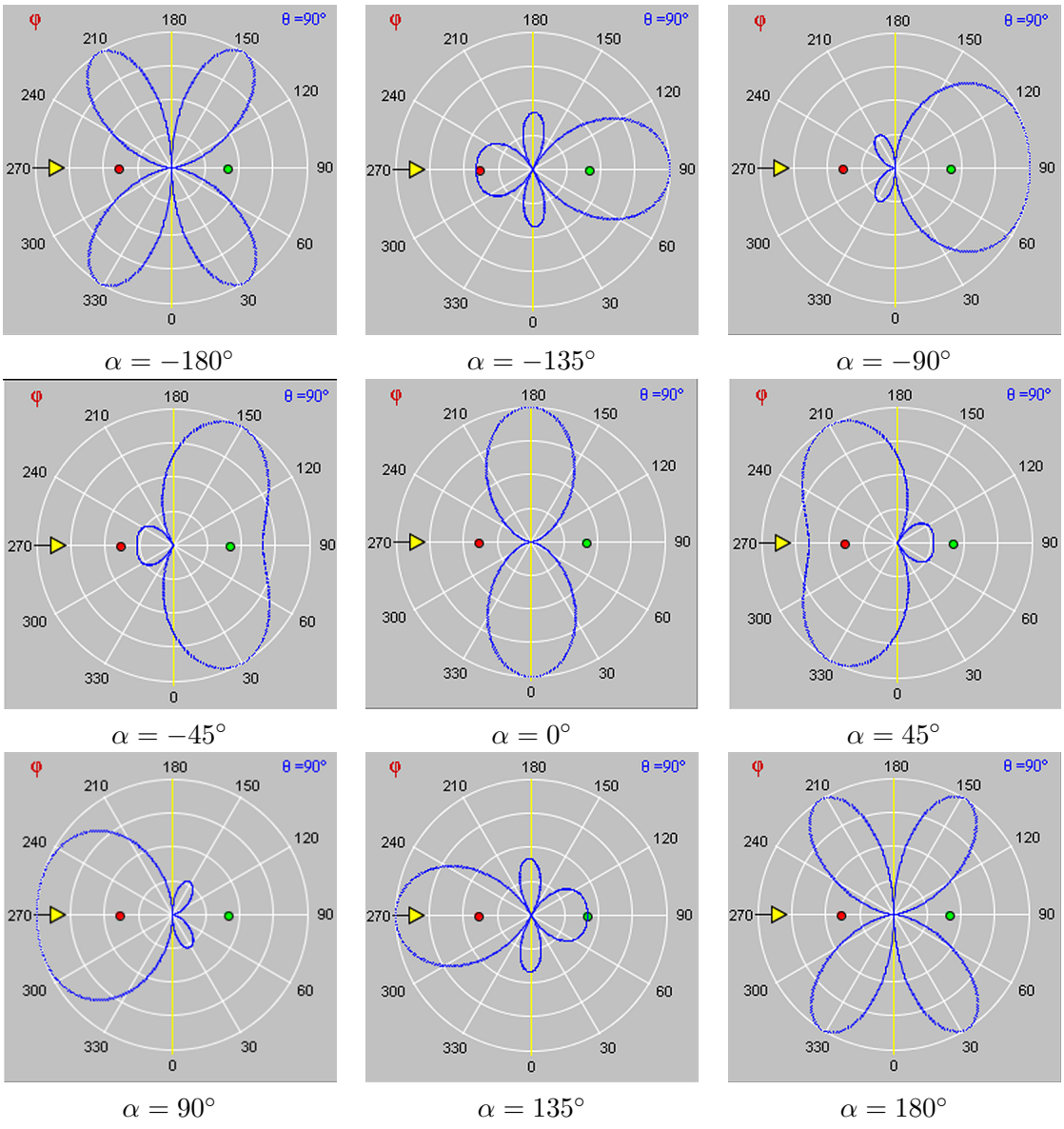


$d = 0.2\lambda$ $d = 0.25\lambda$ $d = 0.4\lambda$

$d = 0.5\lambda$ $d = 0.6\lambda$ $d = 0.75\lambda$

$d = 0.8\lambda$ $d = 0.9\lambda$ $d = \lambda$

Tabla 4.2: Efecto de la separación de elementos sobre array lineal.



$\alpha = -180°$ $\alpha = -135°$ $\alpha = -90°$

$\alpha = -45°$ $\alpha = 0°$ $\alpha = 45°$

$\alpha = 90°$ $\alpha = 135°$ $\alpha = 180°$

Tabla 4.3: Efecto del desfase de alimentación de los elementos sobre array lineal.

Como se puede comprobar en la tabla 4.3, gracias al efecto producido por el desfase en los dipolos se pueden llegar a conseguir patrones de radiación desde *broadside* hasta *end-fire*. Este es es principio de funcionamiento de los *phased arrays*. Esta capacidad de reconfigurabilidad de las antenas es especialmente útil en antenas donde el sujeto no está fijo y se necesita una gran directividad para desperdiciar la mínima energía posible en la radiación.

4.5. Tipos de agrupaciones

A lo largo de esta sección se realizará un repaso a los principales tipos de agrupaciones usadas para el diseño de arrays de antenas y se hará mención a las características que definen las agrupaciones así como las principales ventajas y aplicaciones de cada una. Definiremos dos tipos principales de agrupaciones según su tipo de distribución en el espacio: unidimensionales, todos los elementos se sitúan a lo largo de un eje común, y bidimensionales, los elementos se sitúan a lo largo de un plano común.

4.5.1. Polinomio de agrupación

En la sección 4.3 se ha definido y resumido las principales características del factor de array, siendo interpretado como la transformada de Fourier de la secuencia de alimentaciones a_n. De la misma manera, se puede definir el *polinomio de agrupación* como la transformada Z de la misma secuencia. [21]

$$P(z) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n z^n = a_0 + a_1 z + a_2 z^2 + ... + a_{N-1} z^{N-1} \tag{4.14}$$

El polinomio de agrupación se relaciona con la factor de agrupación mediante:

$$FA(\Psi) = P(z)|_{z=e^{j\Psi}} \tag{4.15}$$

Con esto se deduce que el factor de agrupación corresponde al polinomio de agrupación de un array concreto pero muestreado sobre la circunferencia unidad. Cada periodo de 2π en Ψ del factor de agrupación corresponde a una vuelta sobre el círculo unidad en el plazo Z. El diagrama de radiación del array está asociado al intervalo del círculo unidad definido por el margen visible. Como los ceros del polinomio que están situados sobre el circulo unidad y dentro del margen visible corresponden a nulos del diagrama de radiación, se puede aproximar la forma del diagrama de radiación a partir de la posición de los ceros en el plano Z. [21]

4.5.2. Agrupaciones unidimensionales

En primer lugar se hará un resumen de las principales agrupaciones unidimensionales y sus características. Como se ha mencionado, las agrupaciones unidimensionales son aquellas en las cuales los elementos que componen la agrupación se sitúan a lo largo de un mismo eje. Dentro de las configuraciones unidimensionales, podemos clasificar tres tipos principales de distribución de corrientes: uniformes, triangulares y binómicas. [21]

El nombre que reciben este tipo de configuraciones viene dado, no por la distribución de las antenas en el espacio, sino por la distribución de los ceros en el polinomio de agrupación en el círculo unidad.

4.5.2.1. Distribución uniforme

La distribución de corrientes uniforme es aquella en la que se alimentan todos las antenas que componen el array con la misma amplitud de excitación $a_n = 1$. Su polinomio de agrupación es:

$$P(z) = 1 + z + z^2 + ... + z^{N-1} = \frac{z^N - 1}{z - 1} \tag{4.16}$$

De esta expresión se puede deducir que los ceros del polinomio de agrupación en el plano Z son las raíces N-ésimas de la unidad salvo $z = 1$, y por ello, estos ceros se encuentran equiespaciados sobre el círculo unidad.

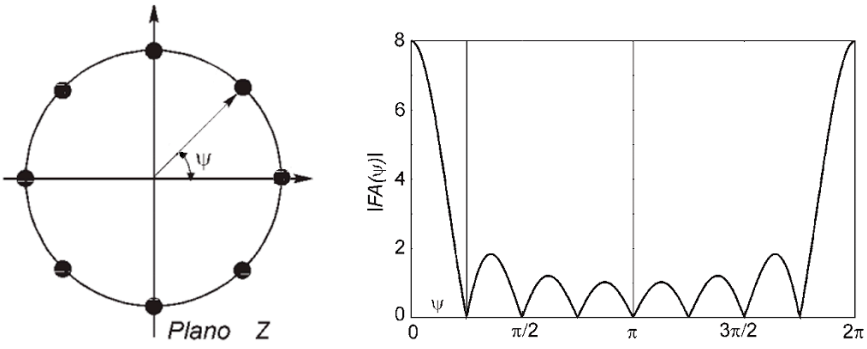


Figura 4.3: Ceros en el plano Z y en el módulo del *FA* para el caso de un array de 8 elementos y distribución uniforme. [21]

Teniendo en cuenta las ecuaciones 4.15 y 4.16 se puede deducir el factor de agrupación, obteniéndose:

$$|FA(\Psi)| = \frac{\left|e^{jN\Psi} - 1\right|}{|e^{j\Psi} - 1|} \tag{4.17}$$

Se puede observar que el factor de agrupación obtenido es una función *sinc* periódica, igual a la TF de un pulso muestreado.

4.5.2.2. Distribución triangular

La distribución de corrientes triangular se define para un array con un número de elementos impar. La alimentación de estas viene dada por:

$$a_n = \begin{cases} n + 1, & n < \frac{N}{2} \\ N - n, & n > \frac{N}{2} \end{cases} \tag{4.18}$$

Si desarrollamos el polinomio Z (eq. 4.14 y 4.15), y tenemos en cuenta que la función triangular puede descomponerse en la convolución de dos pulsos iguales cuya longitud es la mitad que la del triángulo, lo que se traduce en un producto de transformadas en el dominio Z, el polinomio de la distribución de corrientes triangular puede expresarse como:

$$P(z) = 1 + 2z + 3z^2 + ... + 3z^{N-3} + 2z^{N-2} + z^{N-1} = \left[\frac{z^{\frac{N+1}{2}} - 1}{z - 1}\right]^2 \tag{4.19}$$

Los ceros de la distribución triangular son los mismos que se obtendrían para el caso de la distribución de corrientes uniformes con $(N+1)/2$ antena, pero dobles. El factor de agrupación es también el obtenido para una distribución uniforme de longitud $[(N+1)/2]^2$:

$$|FA(\Psi)| = \frac{\left|\sin\left(\frac{N+1}{4}\Psi\right)\right|^2}{\left|\sin\left(\frac{\Psi}{2}\right)\right|^2} \tag{4.20}$$

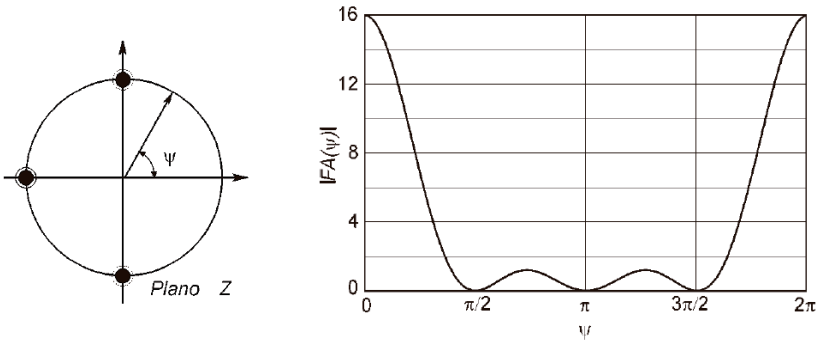


Figura 4.4: Ceros en el plano Z y en el módulo del *FA* para el caso de un array de 7 elementos y distribución triangular. [21]

4.5.2.3. Distribución binómica

La distribución de corrientes binómica define el polinomio como un binomio elevado a una potencia y desarrollado según la fórmula de Newton:

$$P(z) = (z+1)^{N-1} = \binom{N-1}{0} + \binom{N-1}{1}z + \binom{N-1}{2}z^2 + ... + \binom{N-1}{N-1}z^{N-1} \tag{4.21}$$

Los coeficientes de excitación del polinomio de agrupación se pueden obtener a través de la expresión de números combinatorios.

$$a_n = \binom{N-1}{n} = \frac{(N-1)!}{n!\,(N-1-n)!} \tag{4.22}$$

El polinomio de la distribución de corrientes binómica presenta un solo cero, situado en

$\Psi = \pi$ y con multiplicidad $N-1$. Es por ello que el ancho de haz entre ceros de Ψ es de 2π y no existen lóbulos secundarios en el módulo del factor de agrupación. Sin embargo, en el patrón de radiación si pueden aparecer lóbulos secundarios debido a la los lóbulos de difracción, que entra en el margen visible. El factor de agrupación obtenido para esta distribución es:

$$|FA(\Psi)| = \left|2\cos\frac{\Psi}{2}\right|^{N-1} \tag{4.23}$$

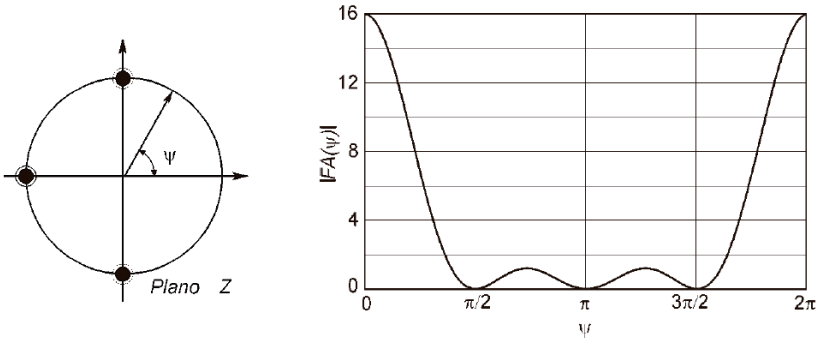


Figura 4.5: Ceros en el plano Z y en el módulo del *FA* para el caso de un array de 8 elementos y distribución binómica. [21]

4.5.3. Agrupación lineal uniforme

La agrupación lineal uniforme es aquella en la que los elementos que componen el array están equiespaciados y excitados con la misma amplitud. Se trata de una configuración muy usada y estudiada. Este tipo de agrupaciones también tiene utilidad en aplicaciones de acústica, donde las antenas serían sustituidas por micrófonos o altavoces para lograr mayores ganancias. En el caso de las antenas, las características de la agrupación lineal uniforme son básicas para el diseño de aplicaciones RADAR.

Se va a mencionar dos tipos de configuraciones lineales uniformes según el tipo de patrón de radiación que se desea obtener en el diseño final. En la sección 4.4.3 se hizo mención a los conceptos *broadside* y *end-fire*. Estos conceptos definen los casos en los que el máximo de radiación sea transversal (*broadside*) o longitudinal (*end-fire*) con respecto al eje de la agrupación. [21]

4.5.3.1. Agrupaciones transversales

Las configuración transversal o *broadside* es muy usada en aplicaciones que requiere un máximo de radiación en el eje normal al array ($\theta_0 = 90°$). Para conseguir este resultado se debe diseñar el array tal que el máximo de radiación de un solo elemento así como el máximo de radiación del factor de array deben dirigirse a $\theta_0 = 90°$. [37]

Para conseguir que el máximo de radiación de un solo elemento radie en esta dirección basta con saber elegir qué elemento radiante es el mejor para nuestro sistema. Por otro lado, para conseguir que el factor de array tenga un máximo en $\theta_0 = 90°$, se deberá ajustar correctamente la separación y la fase de excitación de los elementos del array. Se tomará como punto de partida la ecuación 4.8, en la que buscaremos un nulo (máximo de radiación).

$$\Psi = kd\cos\theta + \alpha = 0 \tag{4.24}$$

De donde obtenemos α como:

$$\Psi = kd\cos\theta|_{\theta=90°} + \alpha \rightarrow \alpha = 0 \tag{4.25}$$

De la ecuación 4.25 se deduce que, para que el factor de array tenga un máximo en $\theta_0 = 90°$, no debe existir ningún desfase a la hora de excitar los elementos del array, así como ninguna diferencia de amplitud en la exitación. Aunque la separación de los elementos puede tomar cualquier valor, para asegurarnos que no existan lóbulos de difracción, esta separación no debe tomar valores múltiplos enteros de la longitud de onda.

4.5.3.2. Agrupaciones longitudinales

Por otro lado tenemos la configuración denominada longitudinal o *end-fire*. En este caso el máximo de radiación se encontrará a lo largo de la dirección del array, y no en la normal de esta, como en el caso *broadside*. Con este tipo de configuraciones es, además, posible conseguir que solo exista el máximo en una dirección, ya sea a $\theta_0 = 0°$ ó $\theta_0 = 180°$. Partiendo de la ecuación 4.8 buscaremos los máximos $\Psi = 0$ para los ángulos de 0° y 180°. [37]

$$\Psi = kd\cos\theta + \alpha|_{\theta=0°} \rightarrow kd + \alpha = 0 \rightarrow \alpha = -kd \tag{4.26}$$

$$\Psi = kd\cos\theta + \alpha|_{\theta=180°} \rightarrow kd + \alpha = 0 \rightarrow \alpha = kd \tag{4.27}$$

Se puede comprobar como para conseguir máximos de radiación en la dirección de 0° se debe alimentar el array con una fase progresiva de $\alpha = -kd$, y $\alpha = kd$ en el caso de la dirección de 180°. Si la separación de los elementos es de $d = \lambda/2$, se obtendrán máximos de radiación en ambas direcciones. Además, esta separación es múltiplo entero de λ, se obtendrán máximos tanto en las direcciones de 0° y 180° características de la configuración *end-fire* como en las direcciones de 90°, es decir, de la configuración *broadside*.

4.5.4. Agrupaciones bidimensionales

Las agrupaciones bidimensionales son aquellas en las que los elementos que conforman el array se sitúan sobre un plano común. En las agrupaciones unidimensionales, el diagrama de radiación producido se caracterizaba por tener una simetría de revolución respecto al eje de la agrupación. Las agrupaciones bidimensionales permiten obtener diagramas de radiación más complejos, y brindan la capacidad de dirigir el haz de propagación en las dos coordenadas esféricas del espacio (θ, ϕ), sin las restricciones impuestas por la simetría de revolución. [21]

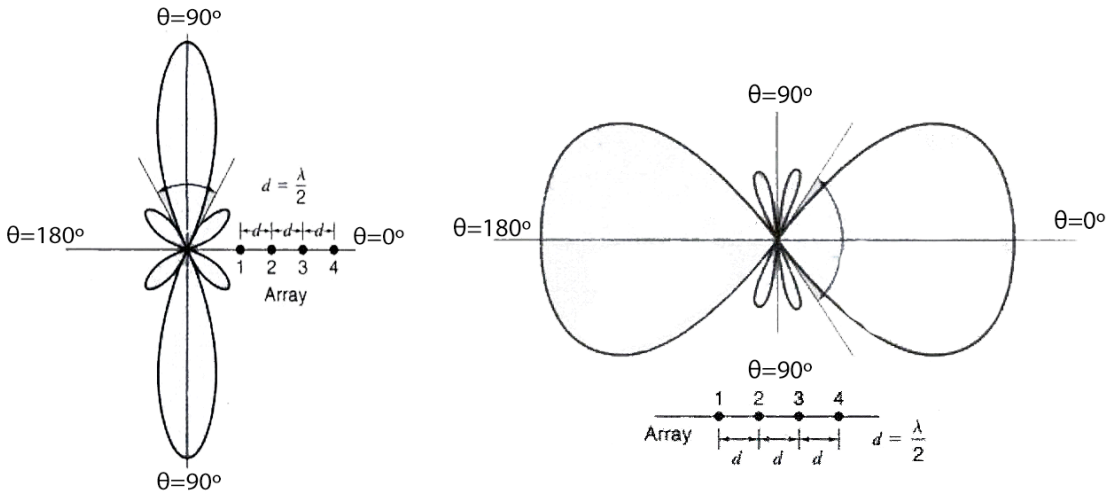


Figura 4.6: Comparación de radiación *broadside* y *end-fire*.

4.5.4.1. Agrupación bidimensional uniforme

La agrupación bidimensional más sencilla es la agrupación bidimensional uniforme (fig. 4.7a). Esta configuración se caracteriza por tener una distribución de antenas rectangular a lo largo de un mismo plano, conformada por MxN antenas idénticas, equiespaciadas con separación d_x a lo largo del eje x y d_y a lo largo del eje y, y alimentadas con una corriente I_{mn}, es decir, con la capacidad de alimentación individual.

El factor de agrupación será el resultado de la interferencia en el campo lejano de la radiación de todas las antenas. Por analogía a la ecuación 4.7, el factor de agrupación para una agrupación bidimensional uniforme es:

$$FA(k_x, k_y) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} I_{mn} e^{jmk_x d_x} e^{jnk_y d_y} \tag{4.28}$$

Para una excitación con fase progresiva α_x en la dirección x y α_y en la dirección y.

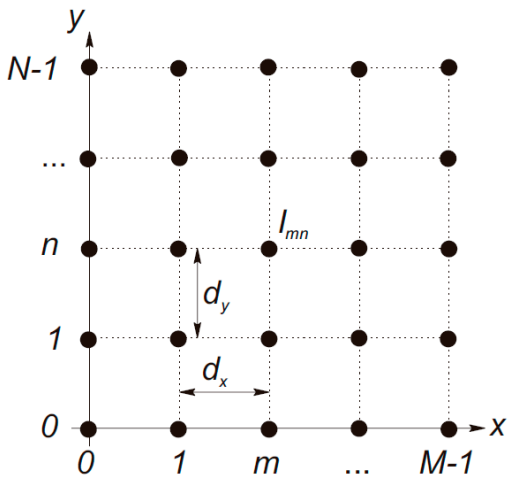
$$FA(k_x, k_y) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} I_{mn} e^{jmk_x d_x} e^{jnk_y d_y} \tag{4.29}$$

Definiendo los ángulos Ψ_x y Ψ_x como el desfase eléctrico entre las contribuciones en campo lejano de dos elementos consecutivos en los planos (x, z) y (y, z):

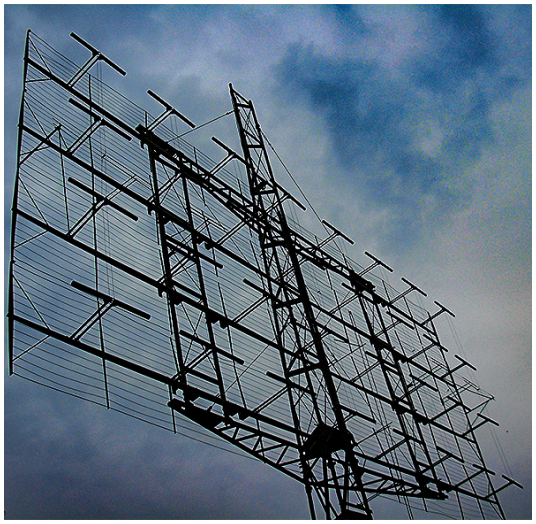
$$\begin{aligned} \Psi_x &= kd_x \sin\theta \cos\phi + \alpha_x \\ \Psi_y &= kd_y \sin\theta \sin\phi + \alpha_y \end{aligned} \tag{4.30}$$

Resultando el factor de agrupación:

$$FA(\Psi_x, \Psi_y) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} a_{mn} e^{jm\Psi_x} e^{jm\Psi_x} \tag{4.31}$$



(a) Representación analítica del array bidimensional uniforme. [21]



(b) RADAR basado en array bidimensional. [43]

Mediante la variación de la longitud de onda λ, los espaciados eléctricos d_x/λ y d_y/λ, o las fases progresivas α_x y α_y, se pueden controlar los ángulos θ_{max} y ϕ_{max} para dirigir el haz de máxima radiación en la dirección deseada. También, si se aumenta la distancia de separación hasta superar λ se podrán obtener lóbulos de difracción, o *grating lobes* que podrán actuar como segundos haces en caso de que fuera necesario para la aplicación.

En este proyecto, las agrupaciones diseñadas se basan en agrupaciones bidimensionales uniformes, lo que significa que los arrays a diseñar, dispondrán de antenas dispuestas a lo largo de un mismo plano común, y las antenas estarán siempre equiespaciadas con sus antenas colindantes laterales, superiores e inferiores, pero no con las diagonales.

4.6. Alimentación de arrays

Previo al diseño de la antena, es importante conocer qué tipo de alimentación va a usar esta. Cuando se trabaja con agrupaciones de antenas, es importante que todas las antenas estén correctamente interconectadas, así como tener en cuenta los caminos que la señal toma para llegar hasta los diferentes elementos ya que, como se ha mencionado en las secciones anteriores, un pequeño desfase en uno de los elementos, puede modificar por complejo el patrón de radiación inicialmente diseñado para la antena. Por lo general, se pueden categorizar el tipo de alimentación de un array según la forma de interconexión de los diferentes elementos como: alimentación en serie o *series feed* y alimentación en paralelo o *corporate-feed*.

Si nos centramos en el caso de las antenas de parche microstrip, la alimentación en paralelo es comúnmente usada para obtener divisiones de potencia de 2^n, siendo n el número de líneas que se subdividen en paralelo a partir de una sola línea de alimentación. Además, en las líneas de alimentación en paralelo se han de usar o bien líneas de alimentación cónicas (*tapered lines*) que son capaces de mantener su impedancia en las divisiones de caminos, o mediante transformadores $\lambda/4$, cuyo funcionamiento se explicará en la sección 3.6.2.1 de este proyecto. [37]

4.6.1. Líneas de alimentación en serie

En la alimentación en serie de un array de antenas, los elementos que componen la agrupación son alimentados con la excitación proveniente del elemento anterior (fig. 4.8). En el caso de las antenas microstrip alimentadas por líneas de alimentación microstrip en serie, estas suelen ser fabricadas usando procesos litográficos tanto para los elementos radiantes como para las líneas de alimentación. Esta técnica limita a la agrupación a poseer unas características radiantes fijadas en su fabricación, ya que no permiten la adición de componentes electrónicos que sean capaz de, por ejemplo, variar la fase progresiva con la que se alimenta cada elemento. [37]

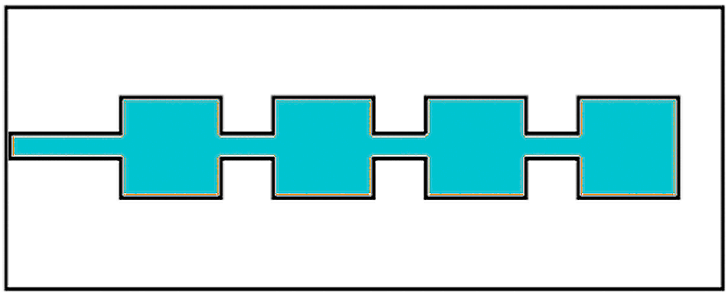


Figura 4.8: Esquema de interconexión en serie. [37]

Otra opción de reconfigurabilidad de los arrays microstrip en serie es variar la frecuencia de trabajo, lo que puede conducir a diferentes patrones de radiación. Por otro lado, se ha de tener en cuenta que cualquier cambio o imperfección que se produzca sobre cualquiera de los elementos del array así como en cualquier punto de la línea de alimentación, afectará al funcionamiento de la antena, puesto que la excitación de cualquiera de los elementos del array dependerá de sus otros elementos interconectados.

4.6.2. Líneas de alimentación en paralelo

Las líneas de alimentación interconectadas en paralelo o *corporate-feed* son las más comunes y, por lo general, más versátiles en su uso. Mediante este método el diseñador posee un mayor control sobre la alimentación de cada uno de los elementos de la agrupación. Mediante la variación de la fase y la amplitud de excitación de uno o varios de los elementos del array se pueden llegar a implementar patrones de radiación imposibles de conseguir mediante elementos simples o configuraciones de arrays conectados en serie.

La configuración de alimentación en paralelo suele proporcionar un ancho de banda mayor que en el caso de la alimentación en serie y, en algunos casos, mayor que el ancho de banda proporcionado por un solo elemento. Este efecto es principalmente debido a la cancelación de las reflexiones mediante la mayor disipación de potencia producida a lo largo de la red de alimentación. Por todas estas razones, la alimentación en paralelo de parches microstrip es usada en la mayoría de las agrupaciones microstrip, por ejemplo, en las estaciones base de telefonía móvil. [44].

4.7. Separación de elementos

Como se mencionó en la sección 4.4.2, la separación entre los elementos de un array es clave para modelar el patrón de radiación de este. Actualmente existen dos limitaciones principales a la hora de realizar el diseño del array en cuento al parámetro de separación de elementos, la distancia mínima y máxima entre estos.

Comenzando con la distancia máxima viable para el diseño, y teniendo en cuenta lo observado en las tabla de imágenes 4.2, se evitará que la distancia entre los parches sea mayor a λ_0, para evitar la formación de lóbulos de difracción o *grating lobes*. Por otro lado, la distancia mínima viable viene definida por la limitación en términos de acoplamiento mutuo entre parches, cuyos efectos empiezan a estar presentes en distancias entre $\lambda/4$ y $\lambda/2$.

Teniendo en cuenta los límites marcados, y observando las separaciones entre parches que han sido utilizadas en otros diseños publicados [44, 46], se ha decidido usar en todos los diseños realizados, una separación entre los parches del array de $0.7\lambda_0$. Esta distancia se tomará de referencia entre los centros de cada antena (fig. 4.11). En la tabla 4.4 se recogen las distancias de separación entre elementos para las tres frecuencias utilizadas en los diseños realizados.

Frecuencia	**Separación entre elementos**
2.4 GHz	87.4 mm
6 GHz	35 mm
27 GHz	7.77 mm

Tabla 4.4: Principales valores de separación entre parches

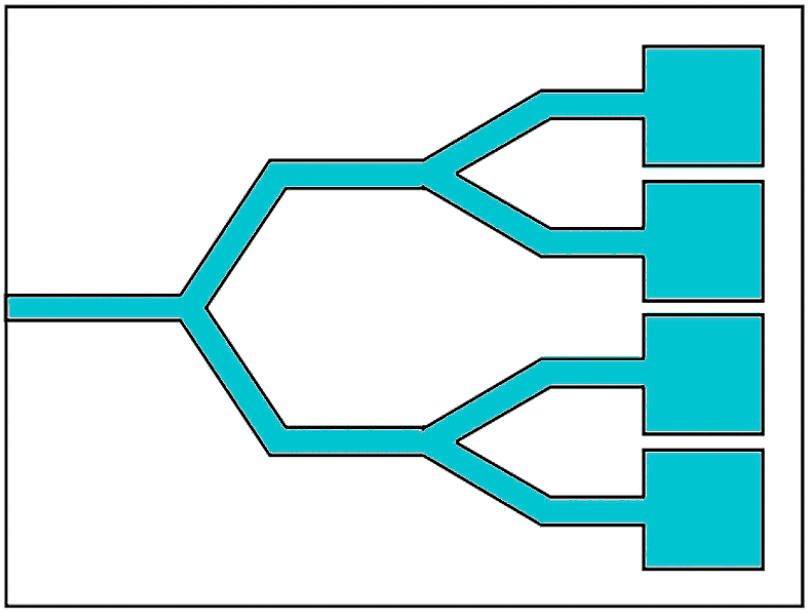


Figura 4.9: Esquema de interconexión en paralelo. [37]

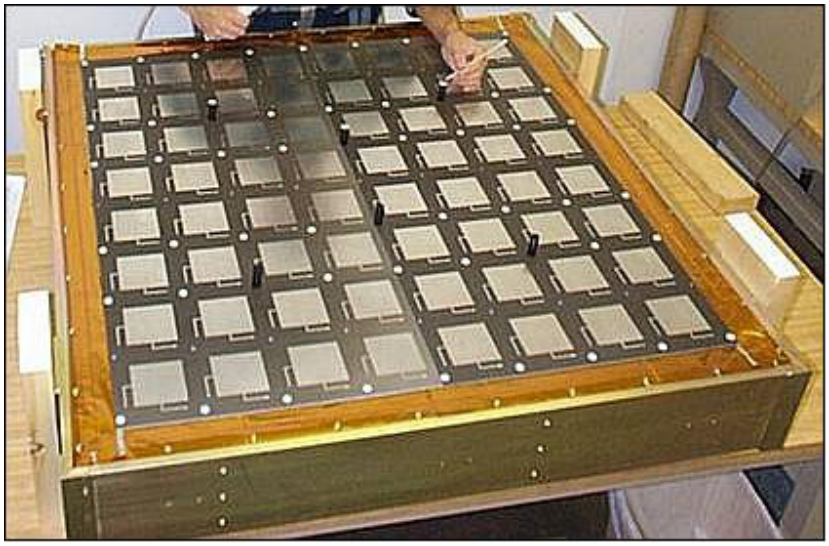


Figura 4.10: Ejemplo de array de parches en configuración *corporate-feed*. [45]

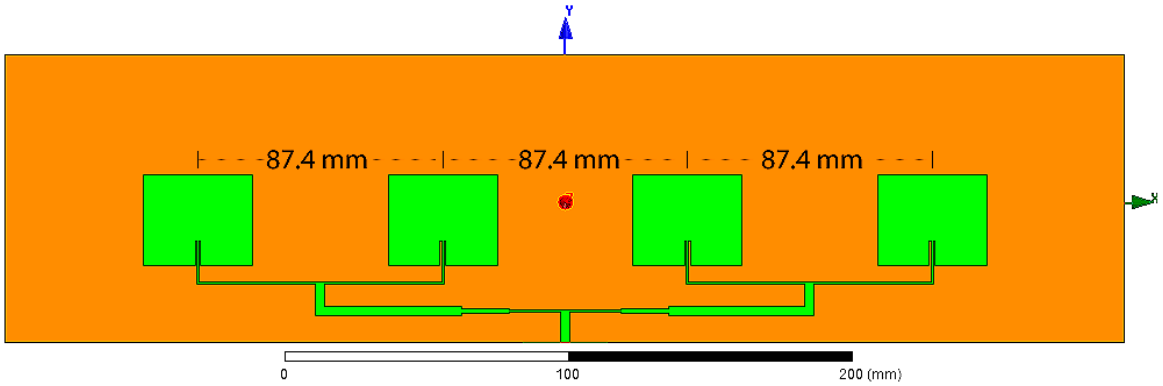


Figura 4.11: Ejemplo de separación entre parches para el array 4x1 a 2.4 GHz

5. Diseño y análisis de arrays de parches microstrip

5.1. Introducción

En este capítulo se va a abordar la realización del diseño inicial de un conjunto de configuraciones de arrays de antenas microstrip para las frecuencias de 2.4 Ghz, 6 Ghz y 27 Ghz. Como se mencionó en la sección 1.5, el diseño y simulación de estas configuraciones se realizará mediante la herramienta Ansys®HFSS y MathWorks®MATLAB.

Todos las antenas de parche microstrip individuales y las posibles configuraciones de array que se diseñen con el conjunto de estas, estarán basadas en unos criterios y especificaciones de construcción común:

- **Polarización:** lineal
- **Tipo de alimentación:** directa por línea microstrip
- **Impedancia de entrada:** 50 Ω
- **Altura del substrato:** 1.52 mm
- **Altura de los planos conductores:** 32 µm
- **Substrado:** Rogers 4003 (RO4003)
- **Constante dieléctrica del substrato:** 3.55

5.2. Cálculos iniciales con MATLAB

En primer lugar, se realizará un síntesis de las ecuaciones necesarias para diseñar parches microstrip en MATLAB. Para ello usaremos las ecuaciones recogidas en la sección 3.5. Se explicará paso a paso el código implementado para la obtención de estos resultados.

En primer lugar se realizará la declaración inicial de variables, donde se almacenarán en la memoria del computador los valores de las constantes que se usarán a lo largo de los cálculos. La única variable que tendrá que ser introducida a mano por el usuario es la frecuencia en Ghz a la que se desea realizar el diseño de la antena. Además, desde aquí se realizará el cálculo de otros parámetros que necesitaremos más adelante, como la longitud de onda λ_0 o el número de onda k.

Código 5.1: Declaración de variables iniciales

```
%% Input Variables
f = input('Introduzca la frecuencia de trabajo deseada (Ghz): '); % Frecuencia a la que se vana a realizar los cálculos

er = 3.55;          % Constante dieléctrica
h = 1.52;           % Altura del substrato

% Otras variables
c = physconst('LightSpeed');     % Velocidad de la luz
f = f*1e9;          % Frecuencia en Ghz
h = h*1e-3;         % Longitud en mm
lambda = c/f;       % Longitud de onda en el vacío
ko = 2*pi/lambda;       % Número de onda
Zo = 50;            % Impedancia de entrada
```

A continuación se procederán calcular los parámetros característicos del diseño de la antena como son su anchura W, longitud L, etc.

Código 5.2: Parámetros de diseño de la antena

```
%% Cálculos del Parche

W = (c/(2*f))*sqrt(2/(er+1)); % Ancho del Parche (Width)
erff = ((er+1)/2) + ((er-1)/2)*(1+12*h/W)^(-1/2); % Coeficiente del dieléctrico efectiva
Leff = c/(2*f*sqrt(erff)); % Longitud efectiva
Al = ((0.412*h*(erff+0.3)*((W/h)+0.264))/((erff-0.258)*((W/h)+0.8))); % Incremento de Longitud normalizada
L = Leff - 2*Al; % Longitud del parche
a = 0.7*lambda; % Separacion entre parches
```

También calcularemos la anchura W_{feed} y longitud L_{feed} necesaria para las líneas de transmisión microstrip así como la longitud para las líneas que actúen como transformadores $\lambda/4$. La anchura de las líneas microstrip será calculada en base al array Z_0, el cual contendrá las cuatro impedancias características que serán usadas en las líneas de alimentación para alimentar los parches: 25, 50, 70.71, 100 Ω.

Código 5.3: Parámetros de diseño de la línea de alimentación

```
%% Cálculos de línea de alimentación

lambdaguided = lambda/sqrt(erff); % Longitud de onda en medio guiado
Lfeed = lambdaguided/4; % Longitud lambda cuartos

%Calculo de la anchura de la línea
for Zo = [25, 50, 70.71, 100]
A = (Zo/60)*(sqrt((er+1)/2))+((er-1)/(er+1))*(0.23+(0.11/er));
B = (377*pi)/(2*Zo*sqrt(er));
Coef = (8*exp(A))/((exp(2*A))-2);
if (Coef <= 2)
    Wline = Coef*h; % Anchura si W/h <= 2
elseif(Coef > 2)
    Coef = (2/pi)*( B-1-log(2*B-1)+((er-1)/(2*er))*(log(B-1)+0.39-(0.61/er)));
    Wline = Coef*h; % Anchura si W/h > 2
end
disp(['Ancho de pista a ',num2str(Zo),': ',num2str(Wline*(1e3)), ' mm']);
end
```

Finalmente, se calculará la longitud que deberán tener las ranuras o *insets* para adaptar que la línea de alimentación encuentre la posición dentro de la antena donde se adaptan sus impedancias.

Código 5.4: Parámetros de diseño del *inset*

```
%% Inset

I1 = @(theta) (sin((ko*W/2)*cos(theta))./cos(theta)).^2.*sin(theta).^3;
G1 = integral(I1,0,pi)/(120*pi^2); % Admitancia de la TL
I2 = @(theta) ((sin((ko*W/2)*cos(theta))./cos(theta)).^2).*besselj(0,ko*L*sin(theta)).*sin(theta).^3;
G12 = (1/(120*pi^2)).*integral(I2,0,pi); % Admitancia mutua
Rin = 1./(2*(G1+G12)); % Impedancia de entrada
yo = (L/pi).*acos(sqrt(Zo/Rin)); % Longitud del inset
```

Con todos estos parámetros calculados se podrá proceder a diseñar y analizar los arrays de antenas en HFSS.

5.3. Diseño y Análisis en Ansys HFSS

Es el momento de comenzar con el diseño de las antenas y los arrays de antenas en tecnología micorstrip mediante Ansys HFSS. Se han escogido una serie de configuraciones a diseñar que varían desde un solo elemento hasta un array compuesto de 16 elementos en disposición de array bidimensional. De esta manera, podrá analizarse al final del proyecto, qué tipo de configuración es la más adecuada para nuestras características, en conceptos como directividad, patrón de radiación, eficiencia o dimensiones.

Las configuraciones elegidas son las siguientes:

- Antena de parche de un único elemento
- Array de parches **2x1** (2 antenas) dispuestas en paralelo
- Array de parches **2x2** (4 antenas) dispuestas en paralelo
- Array de parches **4x1** (4 antenas) dispuestas en paralelo
- Array de parches **4x2** (8 antenas) dispuestas en paralelo
- Array de parches **4x4** (16 antenas) dispuestas en paralelo

Estas configuraciones serán repetidas en diferentes análisis para las frecuencias de: **2.4 GHz**, frecuencia usada para aplicaciones comunes como Wi-Fi o Bluetooth, donde la cobertura es uno de los principales factores de calidad en su uso. **6 GHz**, banda aún no lícita para el uso del 5G, pero cuyo despliegue está siendo actualmente estudiado para su uso en EEUU, así como para el uso de un nuevo estándar Wi-Fi. Y **27 GHz**, banda ya adjudicada para aplicaciones 5G de ultra-rápida velocidad y mínima latencia. Para este último caso, solo se realizarán los diseños para los casos del parche simple, el array 2x1 y el array 2x2.

Antes de empezar con el diseño, se va a proceder a mencionar ciertos parámetros de configuración de la herramienta Ansys HFSS, los cuales son necesarios a tener en cuenta para entender los resultados obtenidos, así como a explicar ciertos conceptos básicos sobre el funcionamiento de HFSS y realizar paso por paso, como ejemplo, el diseño de la antena parche básica.

5.3.1. Consideraciones previas de Ansys HFSS

Las consideraciones previas en cuanto a configuración y diseño en común a todas las antenas a diseñar son:

- Todos los diseños serán realizados en el plano XY, donde el eje Y estará dedicado a las alturas y el eje X a las anchuras. La alimentación de la línea de transmisión será realizada mediante la técnica denominada Wave port. Mediante los wave port HFSS asume que la alimentación del sistema esta siendo realizada por una guía de onda semi-infinita cuya sección y propiedades son las mismas que se le asignen a este wave port. A la hora de realizar el análisis de los parámetros de pérdidas de retorno (S_{11}), HFSS asume que el wave port excitará el sistema con los modos naturales asociados a la sección de esa guía de onda. Cada modo con el que se excita el puerto contiene un vatio de potencia. Por otra parte, los parámetros S serán referenciados a la impedancia que le sea asignada a este puerto en el momento de su declaración en el programa, en nuestro caso 50 Ω.

- Los planos conductores, es decir, el conjunto de parche y alimentación y el plano de tierra tendrán la propiedad de *PerfectE*, lo que le proporciona las características de superficie conductora perfecta. A esta propiedad también se le denomina *boundary* y no ha de confundirse con el material asignado a los elementos conductores. Esta propiedad obliga al campo eléctrico a ser perpendicular a la superficie. Otro *boundary* o contorno esencial que encontraremos en nuestros diseños es el *Radiation*. La propiedad *boundary* de *radiation*, la cual será asignada a la caja de radiación que rodee el sistema completo en sus tres dimensiones, será capaz de simular la propagación de la radiación a una distancia infinita, pudiendo analizar así nuestra antena como se estudiara en la región de campo lejano.

- En cuanto a los materiales asignados a cada elemento, la configuración será la misma para todos los diseños: la caja de radiación será asignada a vacío, así asumiremos que no hay ningún tipo de pérdidas de propagación a la hora de realizar el análisis. El substrato será asignado a *Rogers RO4003*, diseñado para circuitos de alta frecuencia y fabricado con láminas de cerámicas de hidrocarburos, cuya constante dieléctrica ε_r es de 3.55, y su factor de pérdidas $\tan\delta$ es de 0.0021 a 2.5 GHz.

El proceso de análisis que realiza HFSS para simular el comportamiento eléctrico de los diseños se basa en el Finite Element Method (FEM) o método de elementos finitos. Para ello, HFSS crea una malla de tetraedros a lo largo de las diferentes superficies de nuestro diseño. HFSS irá realizando iteraciones de la simulación donde en cada una de ellas, los tetraedros irán reduciendo su tamaño y adaptándose automáticamente a la forma de nuestro diseño. De esta forma, nuestro diseño es discretizado y en cada uno de estos tetraedros serán calculadas las ecuaciones de Maxwell en forma diferencial. En cada iteración se compararán los resultados obtenidos en cuanto a la dispersión de los puertos con la iteración anterior, la diferencia entre ambas comparaciones se denominará *delda S*. Cuanto mayor sea este parámetro, mayor diferencia entre los resultados de las iteraciones, lo que significará que nuestro análisis aún necesita realizar más iteraciones, en las que los tetraedros se adapten del todo con el diseño,

de forma que no exista variación de los resultados entre iteraciones.

Para ello, a la hora de configurar el *solver*, en nuestras simulaciones hemos elegido un número máximo de pasadas de 30, el cual siempre ha sido suficiente para que las simulaciones llegaran a converger y un valor de error de convergencia, *delta S*, de 0.002. Cuanto menor sea el valor, más precisos serán los resultados obtenidos, y por tanto, mayores cálculos tendrá que realizar nuestro computador. Este ha sido importante a la hora de realizar el proyecto, puesto que, no siempre se ha podido simular con tanta precisión debido a las limitaciones de la computadora en la que se está trabajando, con lo que se ha tenido que llegar a una solución de compromiso para el caso de los diseños más complejos: el array de 4x2 y de 4x4. En estos casos hemos tenido que aumentar la convergencia hasta valores de 0.02, puesto que simulaciones con menor convergencia llevaban al proyecto de HFSS a tardar varios días en completarse.

Otro ajuste previo a la simulación en HFSS es el *Frequency sweep* o barrido en frecuencia. Con el se ajustará cual será el margen de frecuencias para el que se realizarán los cálculos de la simulación. En nuestro caso siempre será en un margen de $\pm$ 0.1 GHz con respecto a la frecuencia a la que se va a realizar la simulación. Este valor es suficiente para poder observar la curva de pérdidas de retorno completa para esta frecuencia. Además, se puede ajustar el intervalo de discretización del eje de frecuencias, para poder obtener así una mayor resolución en las gráficas que se vayan a analizar. En nuestro caso se ha elegido un intervalo de 0.0001. Por ejemplo, si nuestra frecuencia de diseño es de 2.4 GHz, la gráfica se mostrará desde los 2.3 GHz hasta los 2.5 GHz, cada 0.0001 GHz, lo que proporcionará un total de 2001 puntos de resolución.

Para el análisis de los resultados, se hará uso principalmente de las gráficas y parámetros que HFSS ofrece. Se usarán los reportes de las soluciones modales para graficar las pérdidas de retorno o parámetros S y comprobar así el ancho de banda, la frecuencia de trabajo y la calidad de nuestra antena. También se estudiarán las gráficas que analizan la parte real e imaginaria (óhmica y reactiva) de la impedancia, para así conocer el grado de adaptación de las impedancias de nuestra antena.

En cuanto a los resultados obtenidos sobre el campo lejano de la antena, analizaremos los patrones de radiación 2D para los dos planos de radiación de la antena, E y H, es decir, cuando $\phi = 90^{o}$ y $\phi = 0^{o}$ y el diagrama de radiación polar en 3D, en ambos casos se mostrará la directividad de la antena en dBs. Otras características que HFSS ofrece para analizar el comportamiento de la antena, y que también se usarán en este proyecto, es la representación sobre la antena del comportamiento de los campos eléctrico y magnético, así como la visualización de los tetraedros usados por HFSS para analizar la antena. Para terminar, usaremos la HFSS para calcular automáticamente los valores de los parámetros característicos de la antena tales como directividad, eficiencia, etc.

Finalmente, cabe mencionar que todos los diseños estarán parametrizados. Esto quiere decir que cada parámetro de anchura y altura de cualquier sección del conjunto del parche estará asociado a una variable o a la derivación del cálculos entre otras variables. Se ha seguido una serie de patrones a la hora de declarar estas variables de forma que sea sencillo entender a

qué sección pertenece cada una:

- **W/L:** Anchura/Altura del parche
- **Ws/Ls:** Anchura/Altura del substrato
- **Wwp/Lwp:** Anchura/Altura del *Waveport*
- **h:** Grosor del substrato
- **Linset/Winset:** Anchura/Altura del *inset*
- **W25/L25:** Anchura/Altura para línea con impedancia de 25 Ω
- **W35/L35:** Anchura/Altura para línea con impedancia de 35.35 Ω
- **W50/L50:** Anchura/Altura para línea con impedancia de 50 Ω
- **W70/L70:** Anchura/Altura para línea con impedancia de 70.71 Ω
- **W100/L100:** Anchura/Altura para línea con impedancia de 100 Ω

En caso de que se necesiten otras variables estás tendrán una codificación del tipo: "Xdesc". Donde *X* es W o L según si la variable referencia a una anchura o a una altura respectivamente y *desc* será una palabra corta o acrónimo que defina el objeto al que hace referencia, por ejemplo: *feed*.

5.3.2. Proceso de diseño en HFSS

A continuación se va a explicar detenidamente el proceso de diseño y configuración de HFSS para el caso de la antena de parche única a 2.4 GHz, así como a analizar los resultados obtenidos. Para ello empezaremos usando el script diseñado en MATLAB anteriormente mostrado. Los resultados obtenidos son los que serán usados en HFSS para diseñar la primera aproximación de la antena. En este caso:

Parámetro	Dimensión
W	41.40 mm
L	32.73 mm
Linset	11.89 mm
Winset	1 mm
W50	3.36 mm
Ws/Ls	70 mm
h	1.52 mm

Tabla 5.1: Resumen de dimensiones de parche único microstrip

Crearemos un nuevo proyecto en HFSS y empezaremos creando un *box*, definiendo las variables que le dará dimensiones y centrándolo en el viasualizador del proyecto. Para ello, como se ha mencionado anteriormente, se usarán las variables creadas o los cálculos derivados de

ellas para obtener los resultados deseados (fig. 5.1). Observaremos que el cubo aparece ahora en la lista de sólidos del proyecto. Desde allí le asignaremos el material que le corresponde mediante la opción *Assign Material*.

El plano de masa se creará mediante un plano simple. Para ello se usará la herramienta *Draw Rectangle*, de igual manera que con el substrato, se le asignarán las variables idénticas a las asignadas al substrato, puesto que ambos tendrán el mismo ancho y alto, y se configurará su posición para que este esté centrado y pegado al plano inferior del substrato (fig. 5.2).

A continuación, se volverá al plano superior del substrato, y volviendo a usar la herramienta *Draw Rectangle* se creará un rectángulo con las medidas de W y L como ancho y alto respectivamente. Este rectángulo será nuestro parche (fig. 5.3). Cabe destacar como, todo lo relacionado con el parche, y el resto de circuitos de alimentación estarán situados sobre el substrato, es decir, a 1.52 mm sobre el origen de coordenadas del diseño del HFSS. Se volverá a repetir el proceso para el feed de alimentación, que unirá en uno de los lados que definen la anchura del parche al lado paralelo más próximo que define el ancho del substrato (fig. 5.4).

Seleccionando ahora los planos correspondientes a el *feed* y el parche se procederá a pulsar el botón *Unite*, que se encargará de unirlos como si fuera un solo material. Con este nuevo sólido que se habrá creado y seleccionando simultáneamente el rectángulo creado para el plano de masa se accederá a sus opciones y se pulsará sobre la opción *Assign Boundary>Perfect E*. De esta forma le daremos el comportamiento de conductor perfecto al conjunto de *feed* y parche y al plano de masa (fig. 5.5).

Para excitar el sistema crearemos el *Wave port*. Para ello se cambiará el plano de diseño de XY a ZX, para poder crear planos perpendiculares a los ya existentes en la antena. El *Wave port* consistirá en un rectángulo que repose centrado sobre el extremo del substrato donde se puede acceder al *feed*. Este debe tener unas dimensiones para cubrir el *feed* por completo, así como tocar el plano de masa (fig. 5.6). De la misma manera que se usó para asignar la propiedad de conductor al parche, se seleccionará sobre el plano creado para el *Wave port* y en sus opciones aplicaremos: *Assign Excitation> WavePort*.

Los dos ranuras o *insets* que adaptarán el *feed* y la antena, se crearán como rectángulos sobre el substrato y pegados al *feed* dentro del parche (fig. 5.7a). Después, seleccionando el parche y ambos rectángulos se procederá, mediante el botón *substract* a eliminar la superficie ocupara por los rectángulos, del plano del parche (fig. 5.7b). De esta forma se obtendrán las dos ranuras necesarias para conseguir la adaptación.

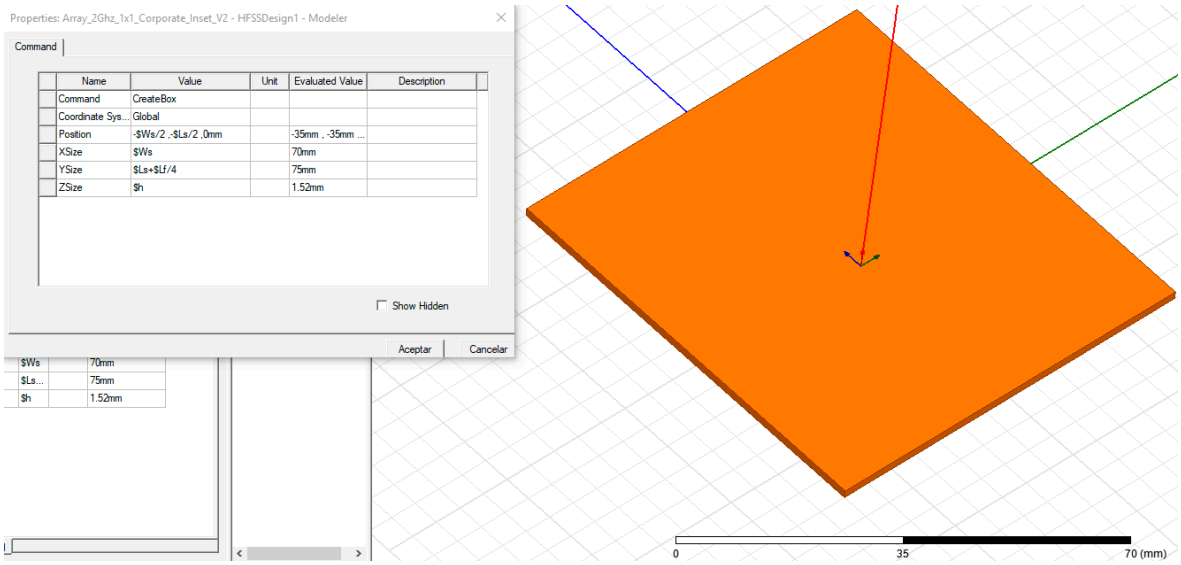


Figura 5.1: Creación del substrato

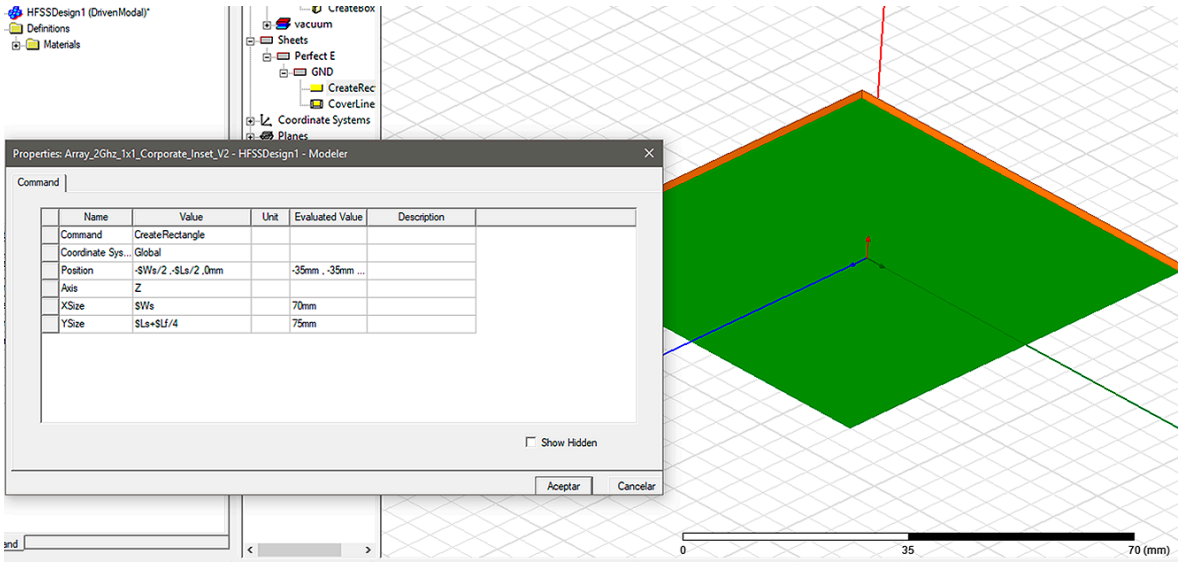


Figura 5.2: Creación del plano de masa

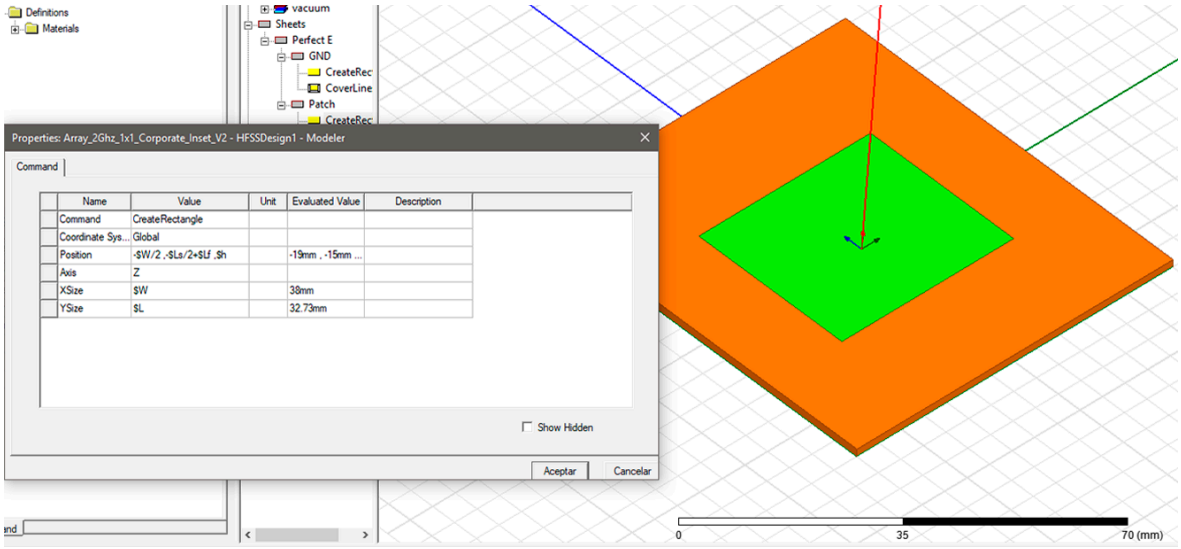


Figura 5.3: Creación del parche

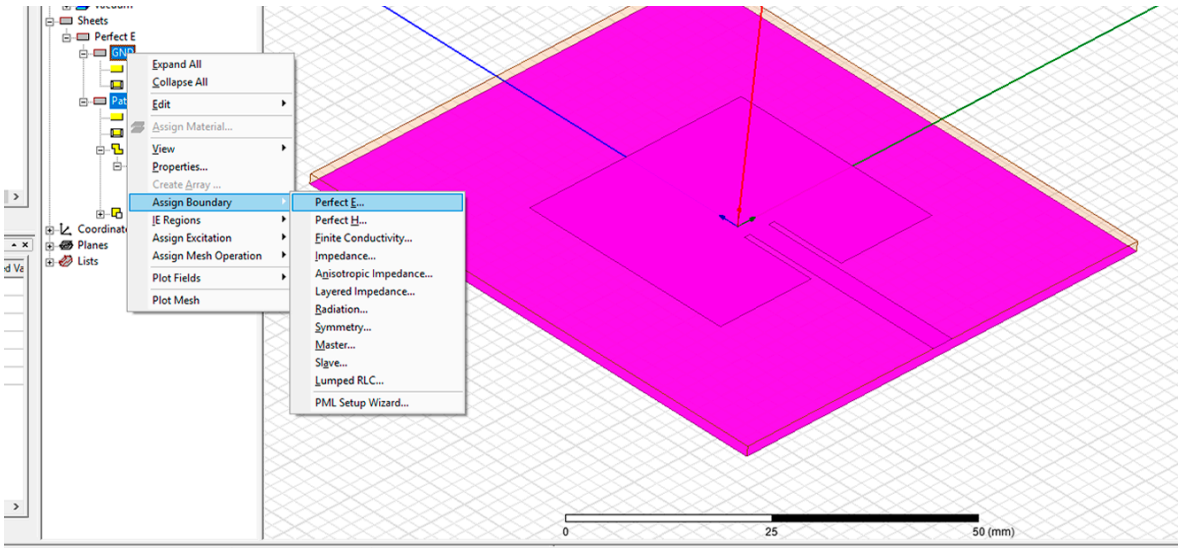


Figura 5.4: Creación del feed principal

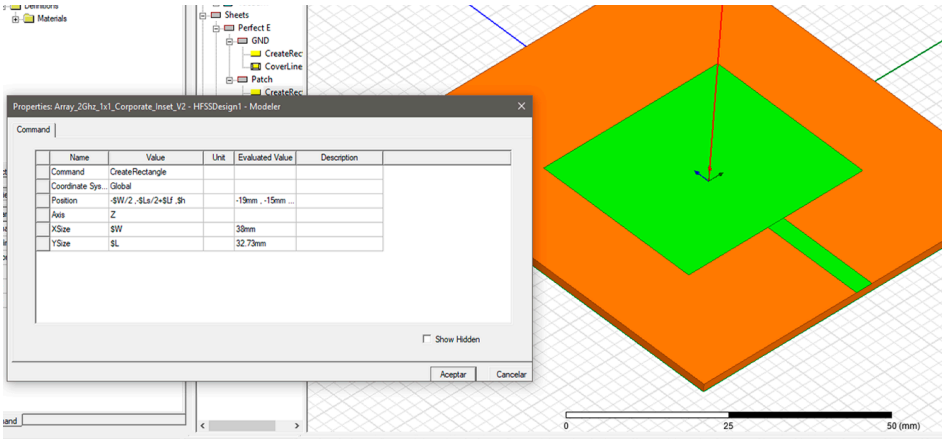
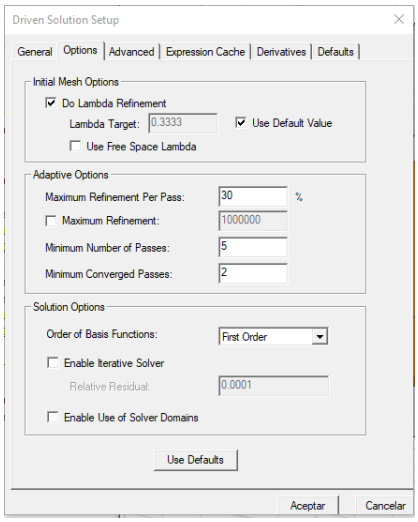
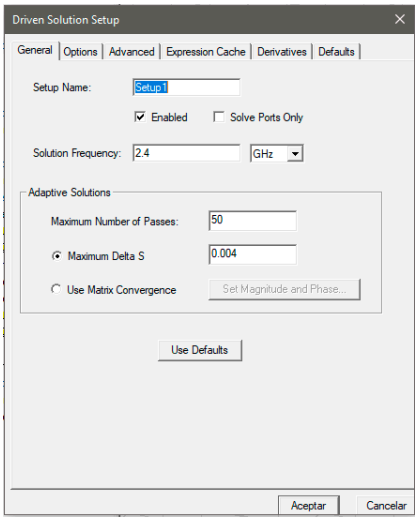


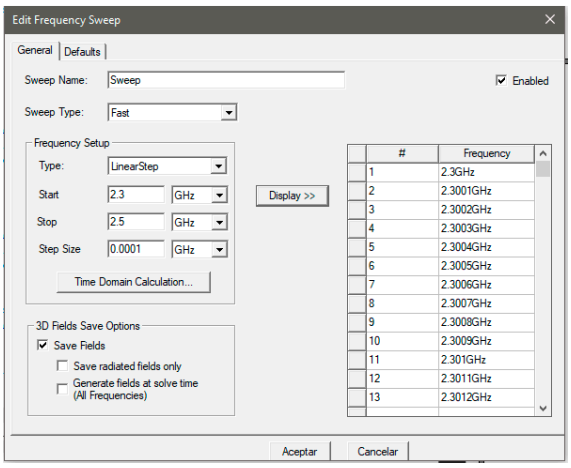
Figura 5.5: Asignación de material conductor al parche y al plano de masa



(a) Opciones de la configuración general



(b) Opciones de las iteraciones



(c) Creación del barrido en frecuencia

Figura 5.9: Configuración del simulador

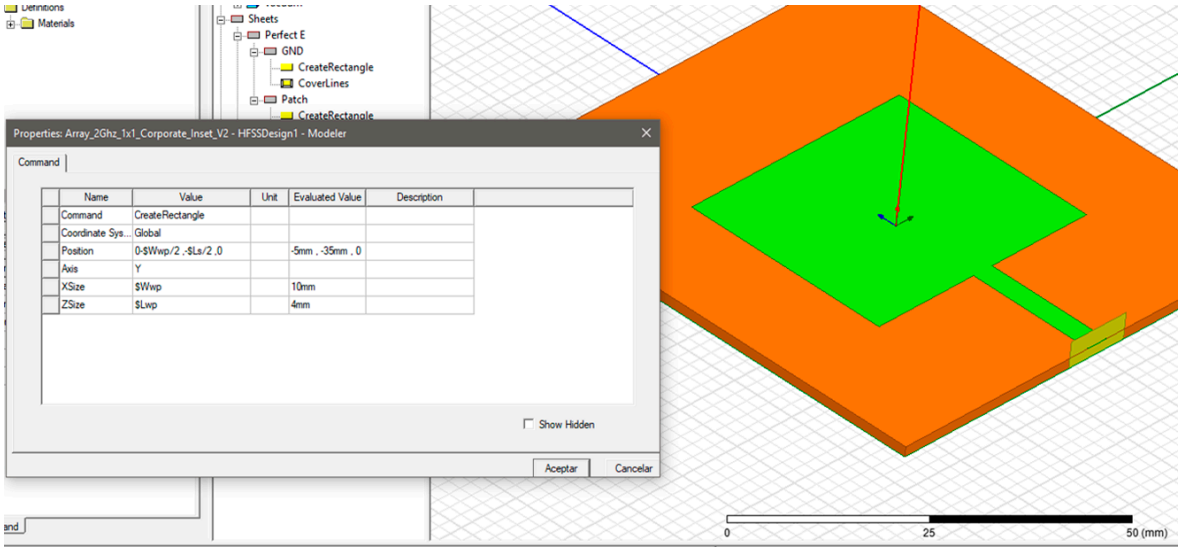
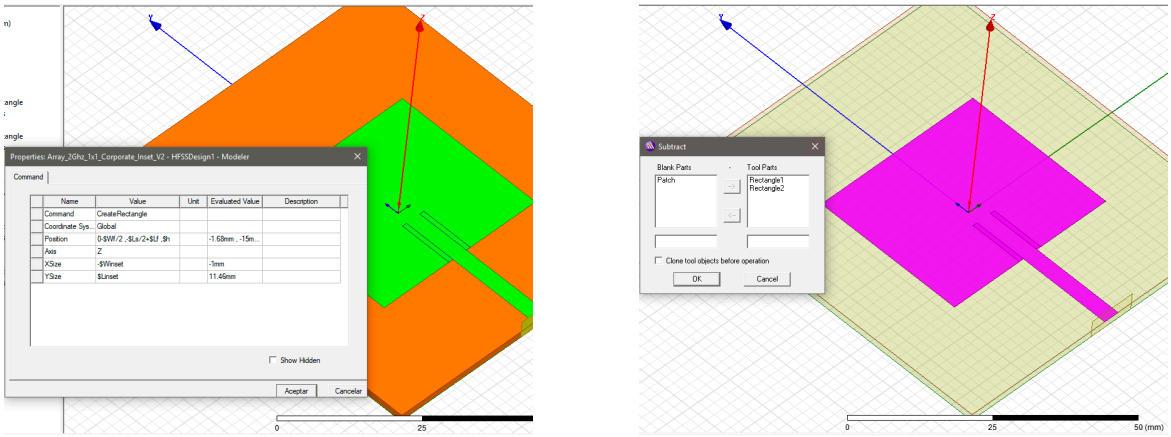


Figura 5.6: Creación del wave port



(a) Creación del *inset* izquierdo **(b)** Resta de la superficie de los *insets*

Figura 5.7: Proceso de creación de los *insets*

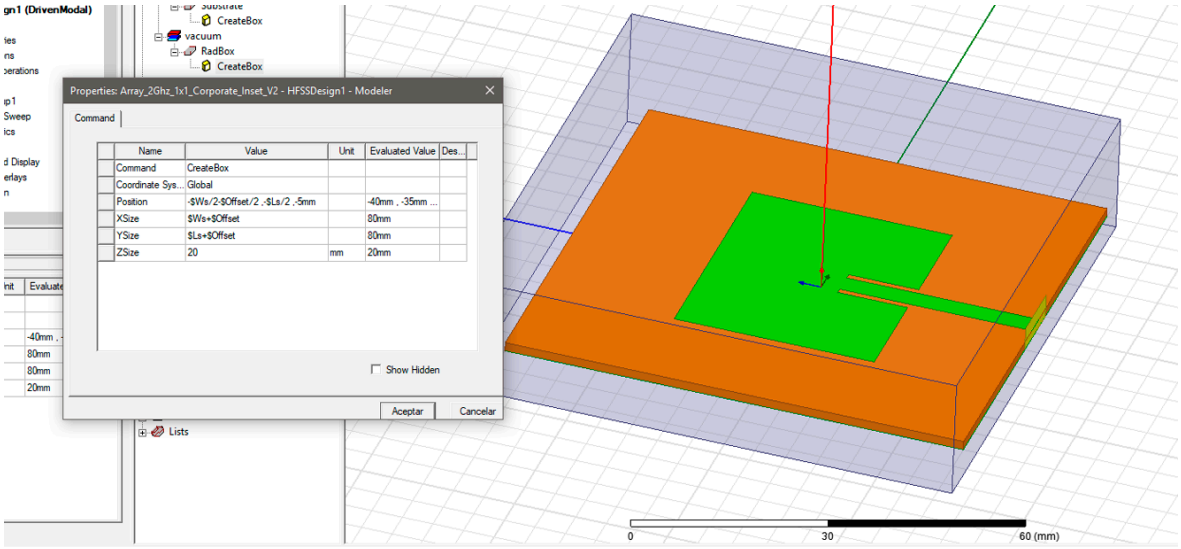


Figura 5.8: Creación del la caja de radiación

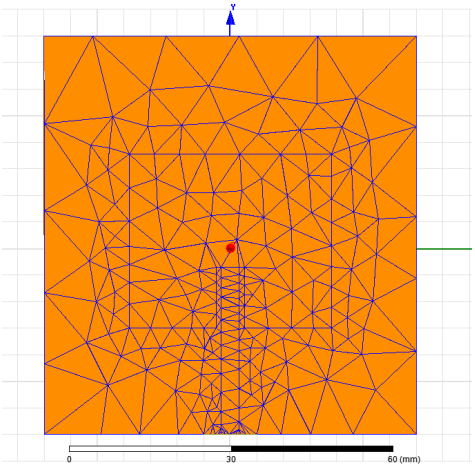
El último elemento de diseño que se implementará será la caja de radiación. Esta se creará mediante la herramienta *Draw box*, como se hizo con el substrato, y sus dimensiones deben ser capaces de cubrir el sistema entero que antena que se ha diseñado. Además, es importante el lado de la caja de radiación en el que se encuentra el *Wave port* esté en el superpuesto en el plano de este (fig. 5.8). Además, de la misma forma que se hizo con elementos anteriores, se le asignará a este caja la propiedad de caja de radiación mediante: *Assign Boundary>Radiation* y como material: vacío.

Llega el momento de configurar la simulación. Todas las opciones respecto a las iteraciones que va a realizar HFSS sobre el diseño se encuentran en la opción *Analysis*, en sus opciones pulsaremos sobre *Add Solution Setup*. En ella se introducirán los parámetros que se consideren necesarios para la correcta simulación del sistema. La frecuencia se ha establecido a 2.4 GHz, el número máximo de pasadas como 50, y la máxima variación sobre el parámetro S de 0.004 (fig. 5.9a). Si se entra a la pestaña *options* se podrá también configurar parámetros como el número mínimo de pasadas, o el número mínimo de iteraciones consecutivas convergentes (fig. 5.9b).

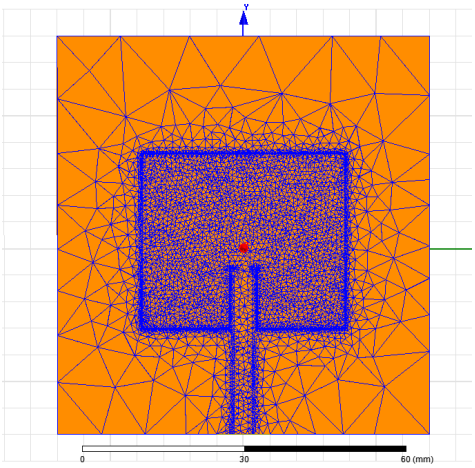
Una vez creada la configuración del simulador, se añadirá el barrido en frecuencia sobre esta. Para ello, se añadirá un *Frequency Sweep* mediante las opciones disponibles al pulsar sobre la configuración que hemos creado. En nuestro caso se configurará el barrido para crear un vector de frecuencias desde 2.3 GHz hasta 2.5 GHz cada 0.0001 GHz, creando un total de 1001 puntos de frecuencia para así obtener una mayor resolución en las gráficas que se deseen mostrar. El tipo de sweep se seleccionará como *fast*, lo que ayudará a la máquina a agilizar el proceso de cálculo y es importante marcar la opción *Save fields* para poder, más tarde, mostrar los datos relacionados con el campo lejano.

Ya estaría listo el diseño y la configuración del solucionador para lanzar la simulación del

sistema. Para ello se pulsará primero sobre el botón *Validate* para confirmar que todo está correctamente configurado y no hay errores en el diseño que impidan que HFSS no pueda iniciar la simulación. Tras comprobar que no existen errores, mediante el botón *Analyze all* se podrá iniciar la simulación. Durante la simulación HFSS irá realizando iteraciones en las que los tetraedros se irán adaptando a nuestro parche (fig. 5.10). En cada iteración el número de tetraedros irá creciendo exponencialmente (fig. 5.11), con lo que es posible que en las últimas iteraciones, el simulador tarde más en realizar una pasada completa. Si se pulsa sobre la opción *Convergence* dentro de las opciones del configurador de la simulación, se podrá observar de forma gráfica o analítica el número de pasadas que ha realizado el simulador (fig. 5.11a) así como otros datos sobre la convergencia de la simulación.



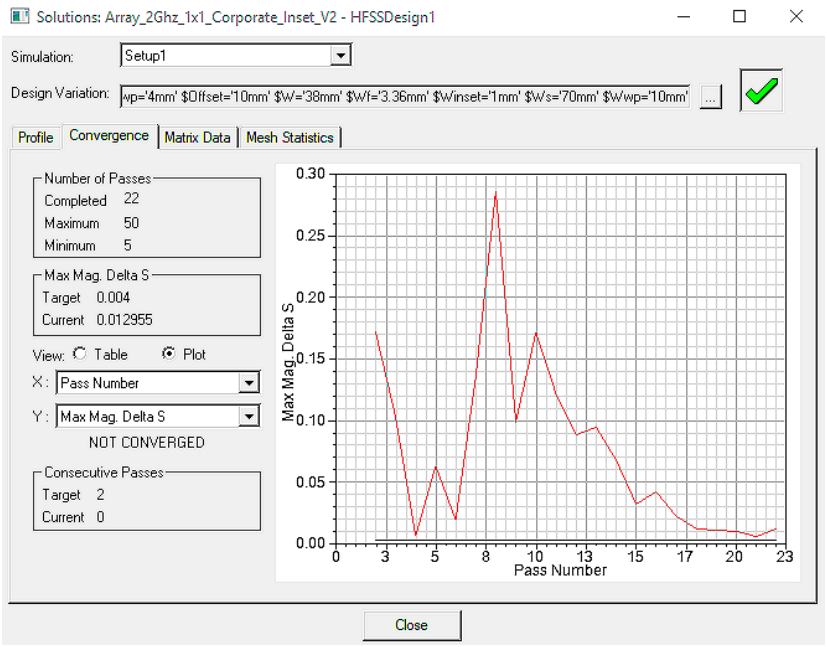
(a) Distribución de tetraedros en la iteración nº5



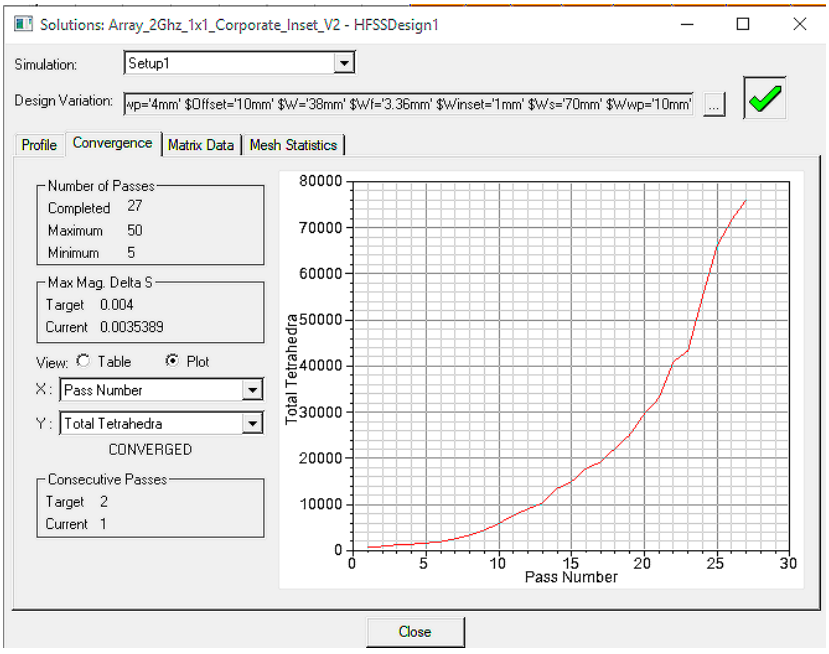
(b) Distribución de tetraedros en la iteración nº27

Figura 5.10: Tetraedros creados por HFSS para calcular el comportamiento del sistema

•



(a) Histórico de *Delta S*



(b) Numero de tetraedros por iteración

Figura 5.11: Datos sobre la simulación actual

Una vez que la simulación ha convergido, HFSS empezará con otra serie de cálculos. Principalmente cálculos matriciales relacionados con los datos obtenidos de la simulación. Tras su finalización, se podrá proceder a analizar los resultados. Las gráficas de los resultados se obtienen mediante la pestalla *Results*. Allí, al pulsar sobre sus opciones, se podrán acceder

a diferentes tipos de representaciones según la naturaleza de esta: reportes sobre soluciones modales, reportes sobre el campo lejano, etc. En primer lugar se analizará la curva de pérdida de retorno, o parámetro S, que se puede encontrar dentro de: *Create Modal Solution Data Report>Rectángular Plot*. Se abrirá una ventana donde se podrá seleccionar qué parámetro se quiere graficar, en nuestro caso *S Parameter* en dB. En la misma ventana y dentro de la pesataña *Families* se podrá seleccionar qué variación de nuestro diseño se quiere graficar, en el caso de que se hayan realizado más de una simulación con cambios en el diseño entre ellas. Finalmente, se pulsará sobre *New Report* para ver el resultado.

Como se mencionó al final de la sección 3.5.1 Los resultados obtenidos mediante las dimensiones proporcionadas por las ecuaciones que se implementaron en MATLAB han de ser refinados, ya que estos no harán que nuestra antena funcione exactamente de la manera en la que se desea. Es necesario un trabajo previo al resultado final, basado en iteraciones propias realizadas por el ingeniero, en las que se modifiquen ciertas dimensiones de la antena para encontrar la solución que este busque. En el caso de esta antena, los resultados obtenidos tras el trabajo previo, en el que se han reducido 2 mm el ancho de la antena, se pueden ver a continuación. Cabe mencionar que, a lo largo del análisis de los resultados de nuestros diseños, se omitirá este proceso de refinado del diseño, y se mostrarán directamente las dimensiones con las que se ha encontrado que la antena trabaja según las especificaciones deseadas.

- **Gráfica de pérdidas de retorno o parámetro S:** se puede observar un buen comportamiento de la antena, con unas pérdidas de retorno en la frecuencia de trabajo de 2.4 GHz de -39.53 dBs, suficiente para el correcto funcionamiento de la antena a esta frecuencia, así como un ancho de banda a -10 dB de 36.5 MHz, lo que equivale a un 1.56% sobre la frecuencia de trabajo.

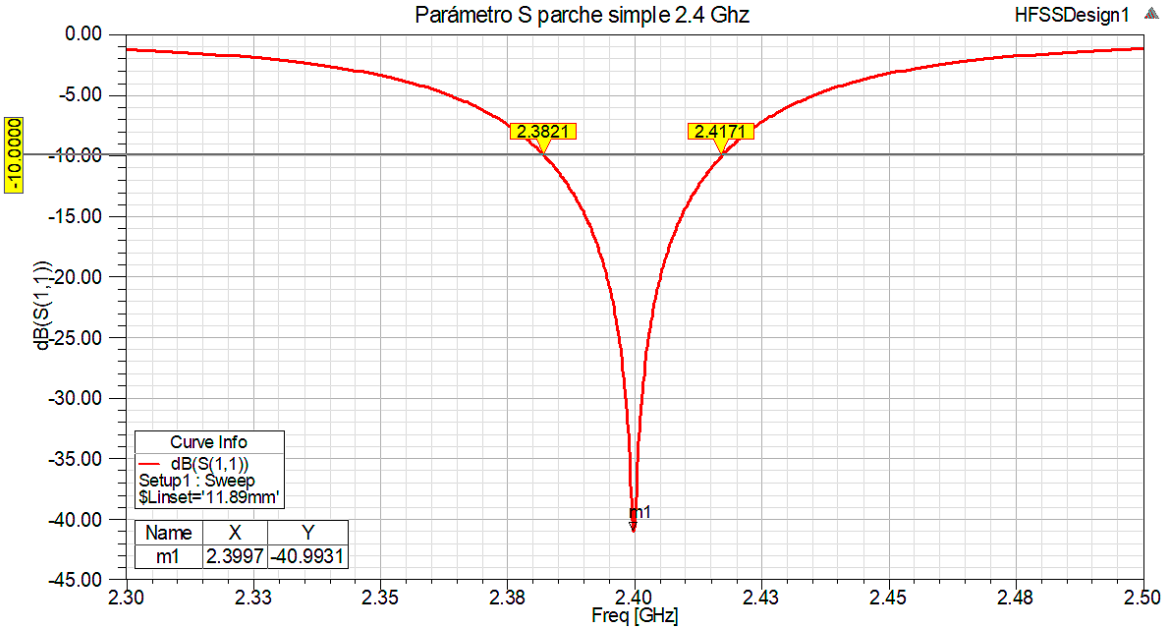


Figura 5.12: Pérdidas de retorno

- **Gráfica del componente real de la impedancia:** en esta gráfica el objetivo principal es encontrar un valor de 50 Ω para la frecuencia de trabajo de 2.4 GHz. Este valor influencia directamente a la curva del parámetro S. Como se puede observar, el valor obtenido de 51 Ω lo que significa que la adaptación final entre el sistema de alimentación y la antena ha sido correcta.

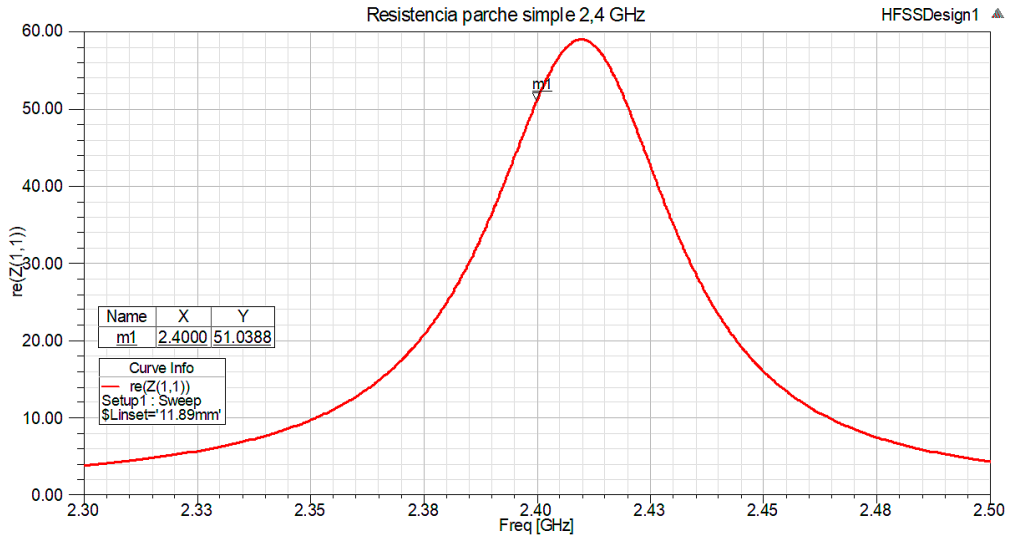


Figura 5.13: Componente óhmica de la impedancia

- **Gráfica del componente imaginaria de la impedancia:** en este caso, el cometido es encontrar un nulo de la curva de la componente reactiva de la impedancia para la frecuencia de trabajo. El valor obtenido para este diseño es de 0.23 Ω, lo que puede considerarse como un buen resultado en el diseño.

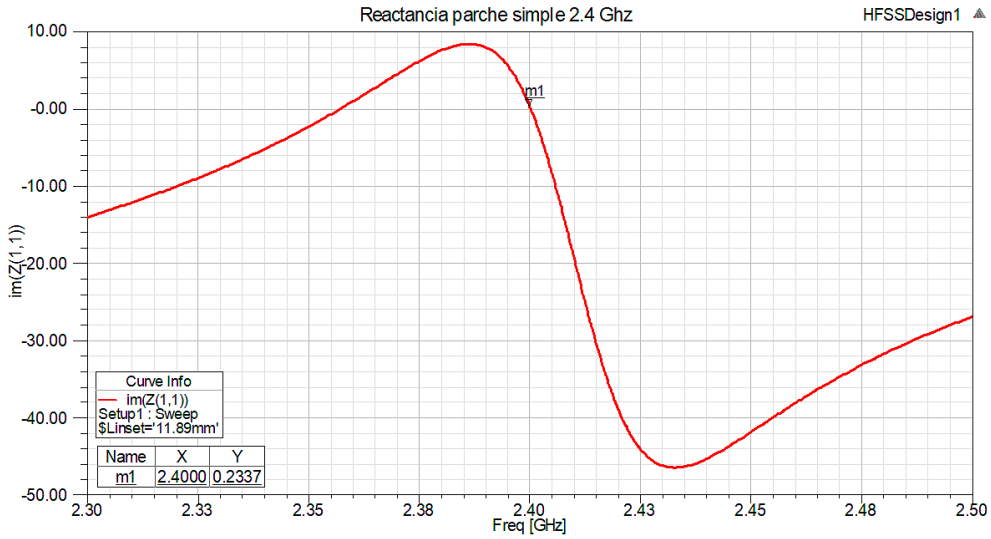


Figura 5.14: Componente reactiva de la impedancia

- **Patrón de radiación en el plano E:** el patrón de radiación para el plano E, es aquel en el que se cumple que $\phi = 90^{o}$. En concreto el patrón de radiación que se mostrará a lo largo del proyecto es el correspondiente al de la directividad de la antena, medido en decibelios y en forma polar. Como se puede comprobar, el resultado obtenido es un patrón de radiación omnidireccional a lo largo del plano superior de la antena y un pequeño lóbulo trasero en el plano inferior. La directividad máxima de la antena, donde $\Theta = 0/360^{o}$, es de 5.36 dB.

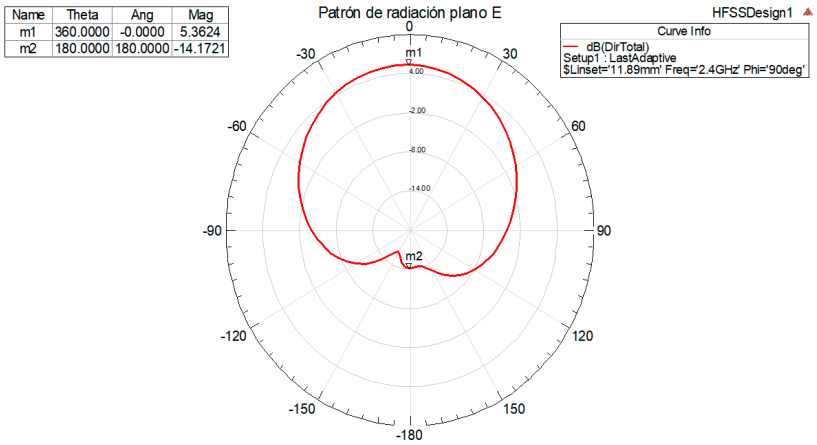


Figura 5.15: Patrón de radiación del plano E

- **Patrón de radiación en el plano H:** repetiremos el proceso seguido para obtener el patrón de radiación en el plano E, pero con la principal diferencia de que el plano H es perpendicular a este, es decir, $\phi = 0^{o}$. Al tratarse de un parche único, no influenciado por otras antenas, el patrón de radiación en este plano es muy parecido al obtenido en la componente eléctrica, con una pequeña variación en la parte derecha del plano superior, producido por efectos conductores en la línea de alimentación microstrip. La directividad máxima obtenida en este plano es de 5.36 dB.

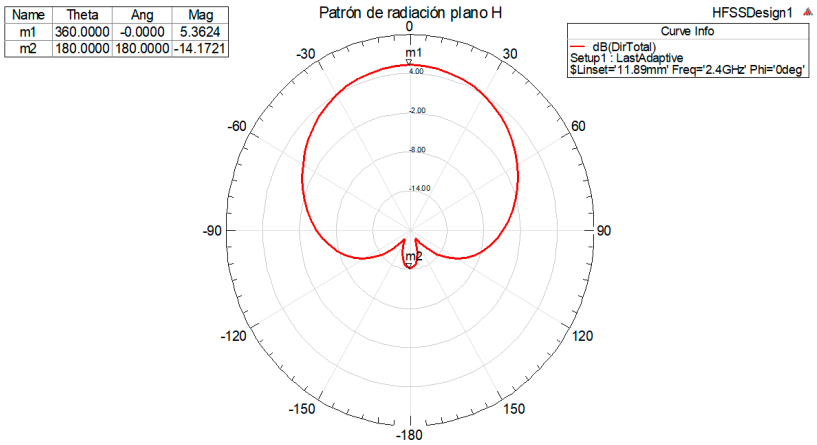


Figura 5.16: Patrón de radiación del plano H

- **Patrón de radiación tridimensional:** aunque hemos mostrado los patrones de directividad para los ángulos ϕ en 0º y 90º, HFSS los calcula para la circunferencia completa. Se puede recrear el patrón de radiación en trews dimensiones si representamos juntos los patrones de dirección para todos los ángulos de ϕ y Θ. HFSS ofrece una manera sencilla de hacerlo. Como se puede observar en los resultados, hemos obtenido una antena completamente omnidireccional para el plano superior del parche y una directividad casi nula en el plano inferior, lo que podríamos asimilar a un monopolo. La directividad obtenida siempre coincidirá con uno de los máximos, del campo E o H, en este caso 5.36 dB.

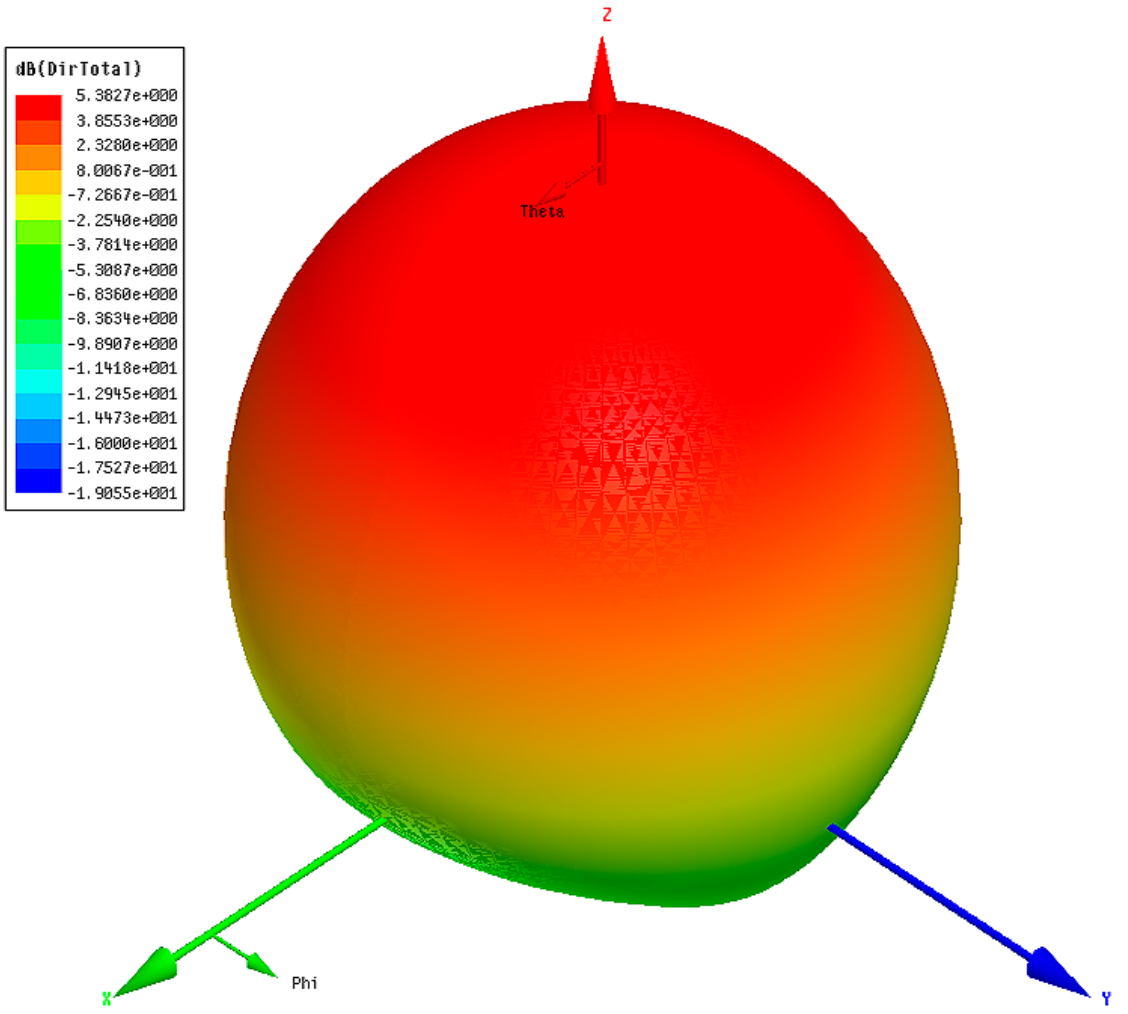


Figura 5.17: Patrón de radiación 3D

- **Distribución eléctrica sobre la antena:** otro tipo de análisis que podemos realizar sobre la antena consiste en la muestra directa sobre la antena de ciertos parámetros como el campo eléctrico, los vectores de los campos eléctricos y magnéticos, etc. En este caso,

se muestra la distribución del campo eléctrico sobre la antena. En el se pueden observar dónde se sitúan los principales valles y nodos sobre esta. Es importante mencionar que los campos eléctricos mostrados en la figura 5.18 así como todos los que se mostrarán en el capítulo 6 están referidos a una potencia de entrada en la línea de transmisión principal de 1 W.

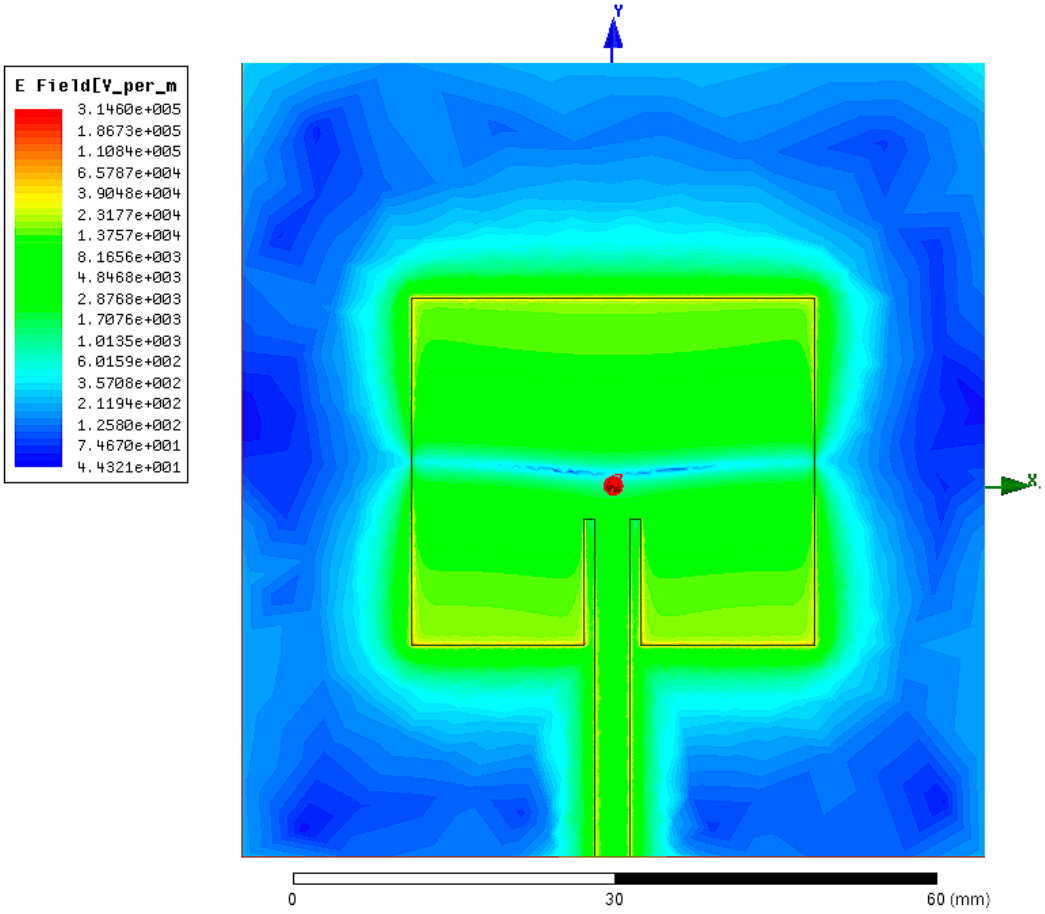


Figura 5.18: Campos eléctricos en la superficie de la antena

5.3.3. Análisis de los diseños

Ahora que se conoce cómo es el proceso de diseño de un parche microstrip en HFSS se procederá a implementar las distintas configuraciones anteriormente mencionadas. Durante esta sección serán comentados principalmente los aspectos sobre el diseño que conciernen a las antenas, y se dejará para el siguiente capítulo el análisis de los resultados obtenidos. Durante el análisis de los diseños repasaremos en diferentes secciones cada configuración de array para ambas frecuencias en la que han sido diseñadas, y finalmente se mencionará el caso del diseño a 27 Ghz. Para la mejor legibilidad de los diseños, se ha incluido en el Anexo B las imágenes de las antenas con las acotaciones necesarias para entender su diseño.

5.3.3.1. Parche simple

La antena microtrip simple de un único parche ha sido la antena estudiada en la sección anterior para el caso de 2.4 Ghz. Se trata de una antena muy simple, alimentada mediante una línea microstrip directa cuya impedancia está referenciada a 50 Ω.

En la tabla 5.2 y 5.3 se pueden observar las diferencias entre los resultados proporcionados por el script de MATLAB y los aplicados finalmente en el diseño de la antena para el caso del parche de 2.4 GHz (fig. B.1) y 6 GHz (fig. B.2).

Parámetro	Dimensión MATLAB	Dimensión final
W	41.40 mm	38 mm
L	32.73 mm	32.73 mm
Linset	11.89 mm	11.89 mm
Winset	-	1 mm
W50	3.36 mm	3.36 mm
Ws/Ls	-	70 mm

Tabla 5.2: Dimensiones de parche único microstrip a 2.4 GHz

Parámetro	Dimensión MATLAB	Dimensión final
W	16.56 mm	17.9 mm
L	12.64 mm	12.64 mm
Linset	4.57 mm	4.5 mm
Winset	-	0.5 mm
W50	3.34 mm	3.42 mm
Ws/Ls	-	40 mm

Tabla 5.3: Dimensiones de parche único microstrip a 6 GHz

Como se puede observar, las dimensiones finales obtenidas tras la optimización de estas para encontrar el mejor resultado de los parámetros de la antena, se asemejan mucho a los proporcionados por MATLAB. Solo en el caso de la antena a 6 GHz hemos tenido que modificar los valores de *W50* y *Linset*. Por lo general, y comos se podrá comprobar también en el resto de las antenas posteriores, el mayor cambio a realizar para adaptar la antena a los resultados deseados, reside en la anchura del parche *W*, así como, en menor parte, en la longitud de la ranura de adaptación *Linset*.

5.3.3.2. Array 2x1 Paralelo

La primera configuración que hemos diseñado como producto de la unión de varios de parches simples se basa en la unión en paralelo de dos de estos parches. Como se mencionó con anterioridad, estos serán distanciados en una longitud de 0.7 veces la longitud de onda en el vacío λ_0.

Si se comparan los resultados obtenidos en MATLAB con respecto a los encontrados tras la optimización de las variables vemos que para el caso del array a 2.4 GHz (fig. B.3) estos si que difieren de los proporcionados por MATLAB, aunque, como se verá más adelante, los resultados finales obtenidos con las nuevas dimensiones ofrecen a la antena las características deseadas. En el caso de la antena a 6 Ghz (fig. B.4), los resultados si son casi idénticos a los proporcionados por MATLAB.

Parámetro	Dimensión MATLAB	Dimensión final
W	41.40 mm	30 mm
L	32.73 mm	32.73 mm
Linset	11.89 mm	11.85 mm
Winset	-	1 mm
W50	3.36 mm	3.36 mm
W100	0.85 mm	0.81 mm
Ws/Ls	-	150/60 mm

Tabla 5.4: Dimensiones de array 2x1 microstrip a 2.4 GHz

Parámetro	Dimensión MATLAB	Dimensión final
W	16.56 mm	14.5 mm
L	12.64 mm	12.64 mm
Linset	4.57 mm	3.85 mm
Winset	-	0.52 mm
W50	3.34 mm	3.42 mm
W100	0.85 mm	0.83 mm
Ws/Ls	-	70/40 mm

Tabla 5.5: Dimensiones de array 2x1 microstrip a 6 GHz

5.3.3.3. Array 2x2 Paralelo

La siguiente configuración se trata de la un array 2x2 en configuración corporate feed en forma de T. Los resultados para el caso de la antena a 2.4 GHz (fig. B.5) son casi idénticos a los proporcionados por MATLAB. Solo se ha ajustado la anchura del feed para obtener los resultados deseados. En cuanto la configuración de la antena a 6 GHz (fig. B.6), se puede observar como aquí los resultados si han diferido un poco más respecto a los proporcionados por MATLAB.

Esta es la primera configuración en la que hemos usado transformadores $\lambda/4$ para la adaptación entre líneas de 50 Ω y 100 Ω, mediante una línea adaptadora de 70.71 Ω, tal y como se indicó en la ecuación 3.16.

Parámetro	Dimensión MATLAB	Dimensión final
W	41.40 mm	30.5 mm
L	32.73 mm	32.73 mm
Linset	11.89 mm	11.8 mm
Winset	-	1 mm
W50	3.36 mm	3.36 mm
W70	1.85 mm	1.81 mm
W100	0.85 mm	0.81 mm
Ws/Ls	-	200/150 mm
Llambdacuartos	17.09 mm	17.09 mm

Tabla 5.6: Dimensiones de array 2x2 microstrip a 2.4 GHz

Parámetro	Dimensión MATLAB	Dimensión final
W	16.56 mm	15.2 mm
L	12.64 mm	12.5 mm
Linset	4.57 mm	3.31 mm
Winset	-	0.5 mm
W50	3.34 mm	3.42 mm
W70	1.85 mm	1.83 mm
W100	0.85 mm	0.83 mm
Ws/Ls	- mm	70/65 mm
Llambdacuartos	7.03 mm	7.03 mm

Tabla 5.7: Dimensiones de array 2x2 microstrip a 6 GHz

5.3.3.4. Array 4x1 Paralelo

Mediante las configuraciones de arrays que agrupen las antenas en línea, como es el caso de esta configuración 4x1, se conseguirán obtener patrones de directividad que centren su propagación en un solo plano de radiación. Este tipo de configuraciones es ampliamente usado en los arrays de antenas de telefonía, donde se desea que la señal se propague en el plano en el que se encuentren teléfonos, por ejemplo, apuntando hacia el suelo cuando la antena se sitúa sobre la azotea de un edificio. Así se evita radiar la señal hacia otras partes como el cielo, donde existe poca probabilidad de encontrar dispositivos, o incluso puede causar interferencias con otras antenas cercanas.

En nuestra configuración 4x1 a 2.4 GHz (fig. B.7) se ha conseguido encontrar la solución más óptima mediante el ajuste de las dimensiones del inset, el ancho y un poco el alto del parche. En el caso del array a 6 GHz (fig. B.8), también ha hecho falta modificar ligeramente las dimensiones de la anchura de las líneas de transmisión.

Parámetro	Dimensión MATLAB	Dimensión final
W	41.40 mm	39 mm
L	32.73 mm	32.26 mm
Linset	11.89 mm	8.87 mm
Winset	-	0.6 mm
W50	3.36 mm	3.36 mm
W70	1.85 mm	1.81 mm
W100	0.85 mm	0.81 mm
Ws/Ls	-	400/100 mm
Llambdacuartos	17.09 mm	17.09 mm

Tabla 5.8: Dimensiones de array 4x1 microstrip a 2.4 GHz

Parámetro	Dimensión MATLAB	Dimensión final
W	16.56 mm	15.6 mm
L	12.64 mm	12.64 mm
Linset	4.57 mm	4 mm
Winset	-	0.5 mm
W50	3.34 mm	3.42 mm
W70	1.85 mm	1.88 mm
W100	0.85 mm	0.83 mm
Ws/Ls	- mm	150/60 mm
Llambdacuartos	7.03 mm	7.03 mm

Tabla 5.9: Dimensiones de array 4x1 microstrip a 6 GHz

5.3.3.5. Array 4x2 Paralelo

El array en configuración *corporate-feed* 4x2 poseerá el patrón de radiación característico del array 4x1 visto con anterioridad, pero encontraremos lóbulos de radiación mayores a lo largo del plano perpendicular al plano de radiación donde se focalizó en el array anterior.

Para el caso del array a 2.4 GHz (fig. B.9) se puede comprobar como solo se han realizado ajustes mayoritariamente en la anchura del parche para encontrar la solución deseada, junto con ajustes micrométricos en ciertas anchuras de las líneas de transmisión. Lo mismo ha ocurrido para el caso del array a 6 GHz (fig. B.10), donde el principal cambio se encuentra, de igual manera, en la anchura de los parches, y un poco en la longitud del inset.

Parámetro	Dimensión MATLAB	Dimensión final
W	41.40 mm	32 mm
L	32.73 mm	32.73 mm
Linset	11.89 mm	11.2 mm
Winset	-	0.8 mm
W25	9.04 mm	9.06 mm
W35	5.7 mm	5.7 mm
W50	3.36 mm	3.36 mm
W70	1.85 mm	1.84 mm
W100	0.85 mm	0.81 mm
Ws/Ls	-	400/180 mm
Llambdacuartos	17.09 mm	17.09 mm

Tabla 5.10: Dimensiones de array 4x2 microstrip a 2.4 GHz

Parámetro	Dimensión MATLAB	Dimensión final
W	16.56 mm	15.6 mm
L	12.64 mm	12.64 mm
Linset	4.57 mm	4 mm
Winset	-	0.5 mm
W35	5.7 mm	5.7 mm
W50	3.34 mm	3.36 mm
W70	1.85 mm	1.81 mm
W100	0.85 mm	0.81 mm
Ws/Ls	- mm	180/90 mm
Llambdacuartos	7.03 mm	7.03 mm

Tabla 5.11: Dimensiones de array 4x2 microstrip a 6 GHz

5.3.3.6. Array 4x4 Paralelo

La configuración más compleja diseñada es de 4x4 parches en paralelo mediante configuraciones T. Su adaptación se ha hecho mediante dos tipos de transformadores y el patrón de directividad es de los más irregulares, pero con mayor directividad conseguidos. A su vez, este diseño implica una mayor utilización de espacio, por ejemplo, en el caso del sistema a 2.4 GHz, el total de la oblea de substrato llega a ocupar 12 cm^2, lo cual puede llegar a ser inviable en cierto tipo de aplicaciones.

Para el caso del sistema a 2.4 GHz (fig. B.11) se puede observar como mediante pequeñas modificaciones del ancho de los parches y la longitud del inset, ya se han conseguido obtener los resultados deseados. Lo mismo ocurre para el sistema a 6 GHz (fig. B.12).

Parámetro	Dimensión MATLAB	Dimensión final
W	41.40 mm	32 mm
L	32.73 mm	32.73 mm
Linset	11.89 mm	11.2 mm
Winset	-	0.8 mm
W25	9.04 mm	9.06 mm
W50	3.36 mm	3.36 mm
W70	1.85 mm	1.84 mm
W100	0.85 mm	0.81 mm
Ws/Ls	-	400/400 mm
Llambdacuartos	17.09 mm	17.09 mm

Tabla 5.12: Dimensiones de array 4x4 microstrip a 2.4 GHz

Parámetro	Dimensión MATLAB	Dimensión final
W	16.56 mm	15.6 mm
L	12.64 mm	12.64 mm
Linset	4.57 mm	4 mm
Winset	-	0.5 mm
W25	9.04 mm	9.06 mm
W35	5.7 mm	5.7 mm
W50	3.34 mm	3.42 mm
W70	1.85 mm	1.88 mm
W100	0.85 mm	0.83 mm
Ws/Ls	- mm	150/60 mm
Llambdacuartos	7.03 mm	7.03 mm

Tabla 5.13: Dimensiones de array 4x4 microstrip a 6 GHz

5.3.3.7. Antenas a 27 GHz

La razón por la que las antenas a 27 GHz no ha sido incluido con sus respectivos de 2.4 GHz y 6 GHz es debido a que ciertas modificaciones han sido necesarias para lograr un correcto funcionamiento de este. Cuando se inició el proceso de diseño del parche a 27 GHz, se usó como substrato las mismas configuraciones de dimensión que para los otros parches, lo que producía resultados no satisfactorios tras realizar los análisis. Por ejemplo, a la hora de analizar el parámetro de pérdidas de retorno (S_{11}) se podía observar como, a pesar de encontrar ciertas frecuencias donde la antena era capaz de radiar energía, esta no pasaba de los -4 dB ó -5 dB.

El problema residía en que para esta frecuencia tan alta, las ondas no eran capaces de alcanzar el plano de masa con la dimensión de substrato preestablecida de 1.52 mm, con lo que solo se llegaban a producir ondas superficiales sobre el plano superior de la antena. Para solucionarlo se decidió cambiar la altura del substrato a 0.305 mm, al igual que 1.52 mm, está estandarizada por ciertas compañías dedicadas a la fabricación de obleas de estos materiales.

Por otro lado, cabe mencionar el hecho de que el proceso de cambiar la altura del substrato no ha implicado el cambio de constante dieléctrica de este, la cual se mantiene en 3.55.

Con este nuevo substrato y adaptando de nuevo las dimensiones del parche se ha podido llegar a una solución completamente viable para el parche simple a 27 GHz (fig. B.13), el array 2x1 (fig. B.14) y el array 2x2 (fig. B.15):

Parámetro	**Dimensión MATLAB**	**Dimensión final**
W	3.68 mm	3.75 mm
L	2.82 mm	2.84 mm
Linset	1.02 mm	0.95 mm
Winset	-	0.2 mm
W50	0.682 mm	0.682 mm
Ws/Ls	- mm	10/10 mm

Tabla 5.14: Dimensiones del parche simple a 27 GHz

Parámetro	**Dimensión MATLAB**	**Dimensión final**
W	3.68 mm	3.75 mm
L	2.82 mm	2.79 mm
Linset	1.02 mm	0.77 mm
Winset	-	0.2 mm
W50	0.682 mm	0.682 mm
W100	0.172 mm	0.172 mm
Llambdacuartos	1.55 mm	1.55 mm
Ws/Ls	- mm	17/8 mm

Tabla 5.15: Dimensiones del array 2x1 a 27 GHz

Parámetro	**Dimensión MATLAB**	**Dimensión final**
W	3.68 mm	3.75 mm
L	2.82 mm	2.8 mm
Linset	1.02 mm	0.65 mm
Winset	-	0.2 mm
W50	0.682 mm	0.682 mm
W70	0.372 mm	0.372 mm
W100	0.172 mm	0.172 mm
Llambdacuartos	1.55 mm	1.55 mm
Ws/Ls	- mm	16/15 mm

Tabla 5.16: Dimensiones del array 2x2 a 27 GHz

6. Análisis de los resultados

A lo largo de este capitulo se va a tratar de analizar, comparar y discutir los resultados obtenidos mediante HFSS sobre los diseños que se comentaron en la sección 5.3.3. Se analizará cada configuración por separado y se mostrarán las gráficas y valores principales para cada una de las configuraciones de 2GHz y 6 GHz y finalmente la configuración a 27 GHz. No se analizará el caso del parche simple a 2.4 GHz puesto que ya fue analizado detalladamente en la sección 5.3.2.

6.1. Parche Simple a 6 GHz

Para el parche simple a 6 GHz los resultados obtenidos son los siguientes:

6.1.1. Pérdidas de retorno

Comenzaremos analizando la curva de pérdidas de retorno o Parámetro S_{11} del parche simple a 6 GHz, donde se puede observar un valor pico de -40.35 dB y un ancho de banda de 168 MHz, desde los 5.917 GHz hasta los 6.086 GHz, lo que equivale a un 2.81% de la frecuencia de trabajo.

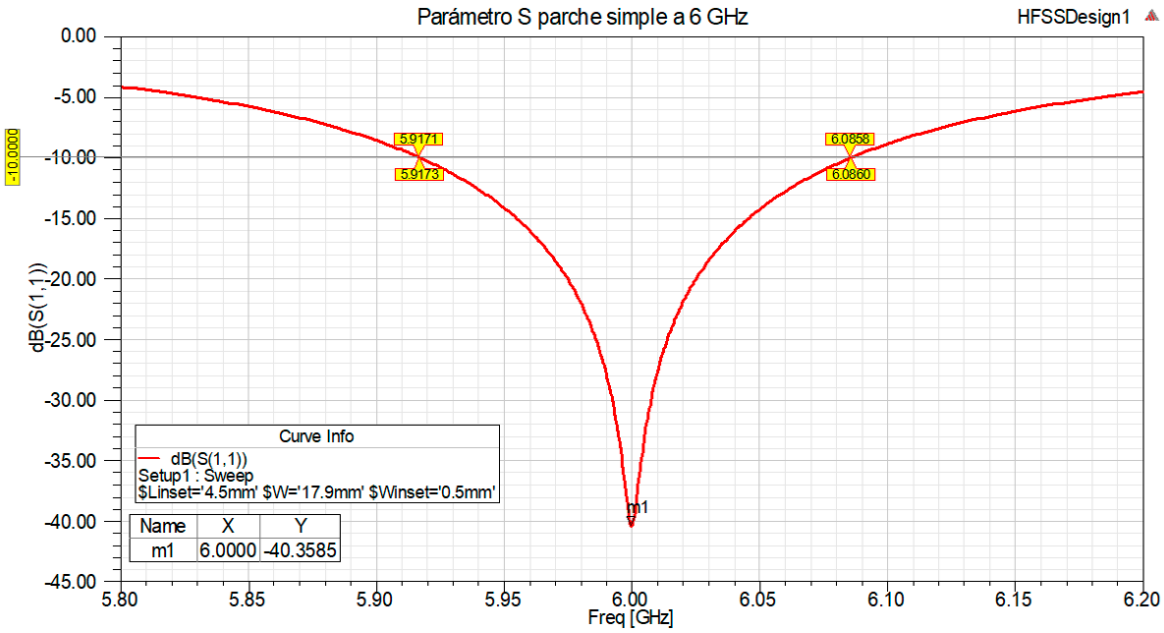


Figura 6.1: Parámetro S_{11} para el parche simple a 6 GHz

6.1.2. Reactancia

La curva de reactancia arroja un valor a la frecuencia de trabajo de -0.63 Ω. Muy cerca del valor esperado, 0.

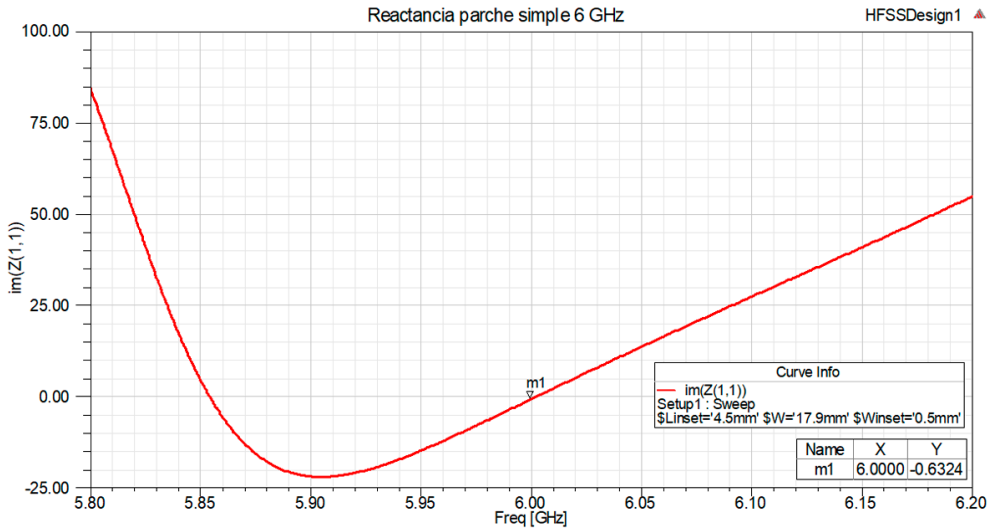


Figura 6.2: Reactancia para el parche simple a 6 GHz

6.1.3. Resistencia

La parte real de la impedancia ofrece un valor a la frecuencia de trabajo de 49.28 Ω. Muy cerca del valor esperado, 50, con un error de tan solo el 1.44%.

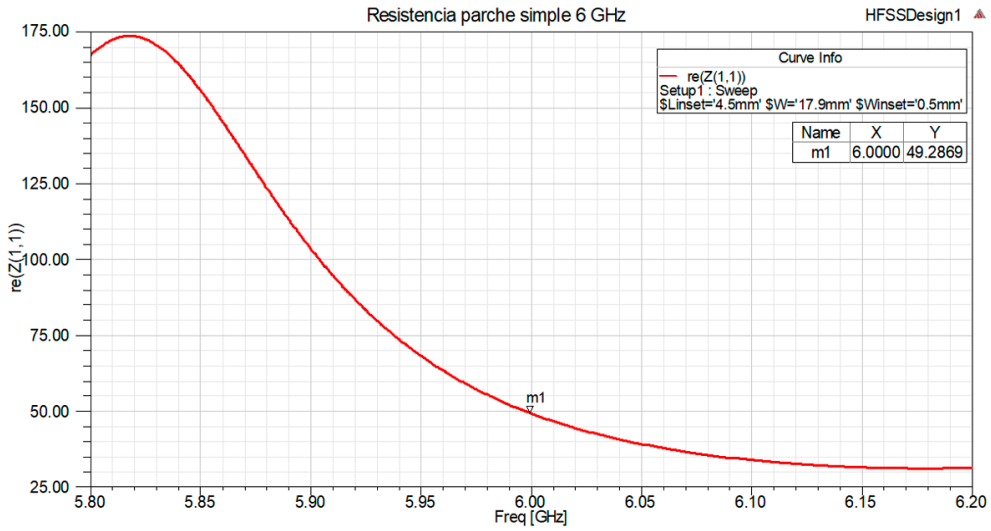


Figura 6.3: Resistencia para el parche simple a 6 GHz

6.1.4. Patrón de radiación

En cuanto a los patrones de radiación, se puede observar como, al igual que el parche simple a 2.4 GHz, el patrón de radiación es omnidireccional para el plano superior de la antena, y no se ve afectado por ningún otro tipo de elemento radiante. La directividad para el ángulo de máxima radiación encontrada es de 7.66 dB.

6.1.4.1. Plano E

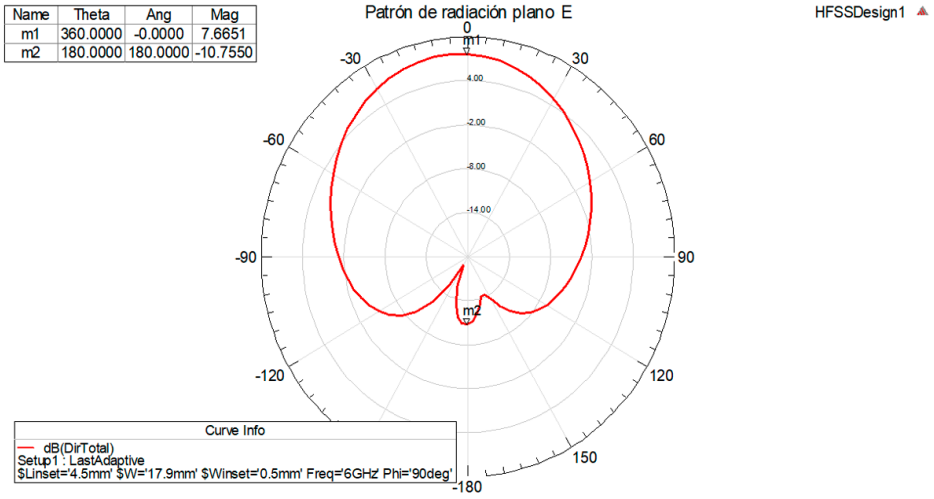


Figura 6.4: Radiación en el plano E para el parche simple a 6 GHz

6.1.4.2. Plano H

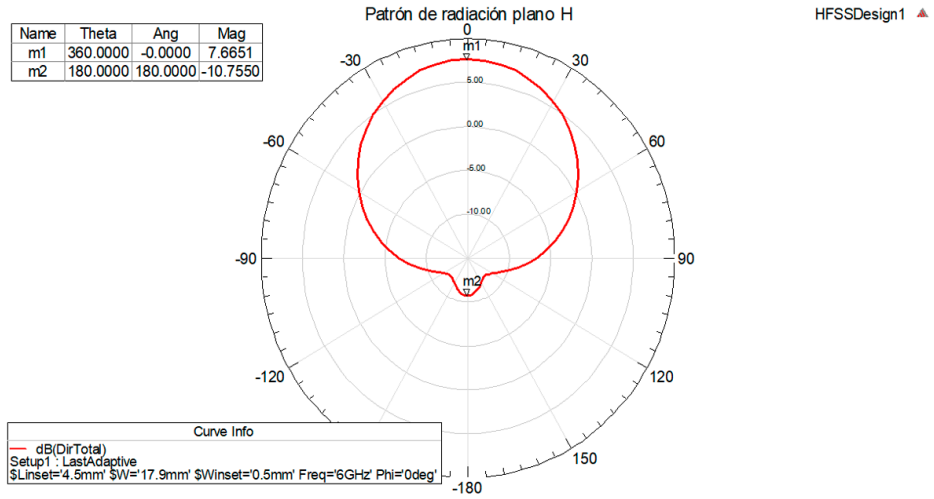
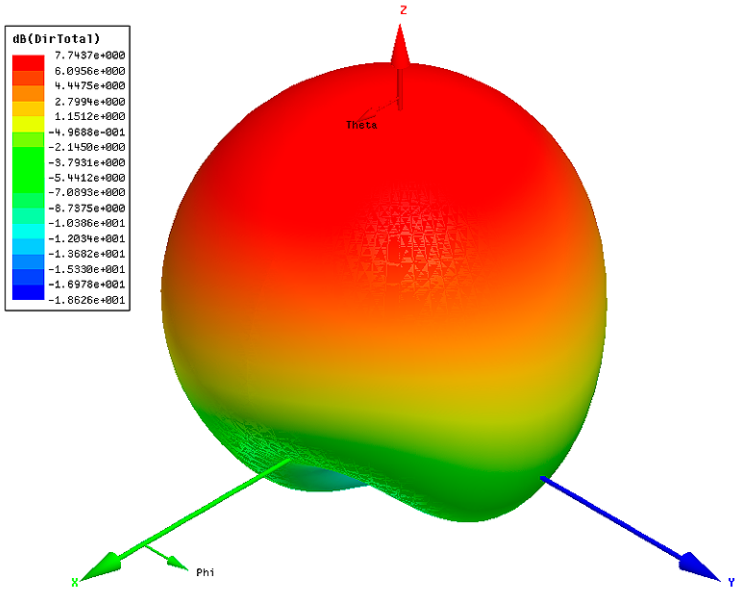


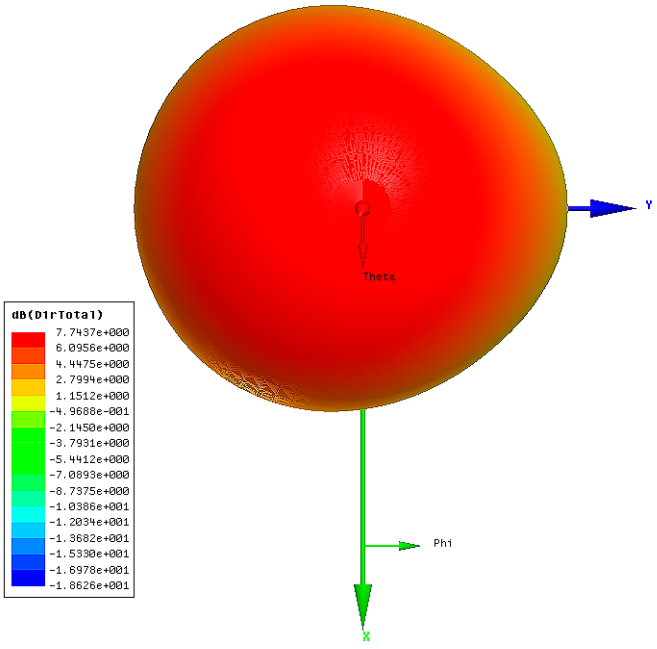
Figura 6.5: Radiación en el plano H para el parche simple a 6 GHz

6.1.5. Radiación 3D

Mediante el diagrama de radiación 3D se puede observar el comportamiento omnidireccional de la antena.



(a) Representación isométrica del diagrama de radiación 3D



(b) Representación superior del diagrama de radiación 3D

Figura 6.6: Radiación 3D para el parche simple a 6 GHz

6.1.6. Campo eléctrico

Finalmente, podemos observar la distribución de campos eléctricos en el parche.

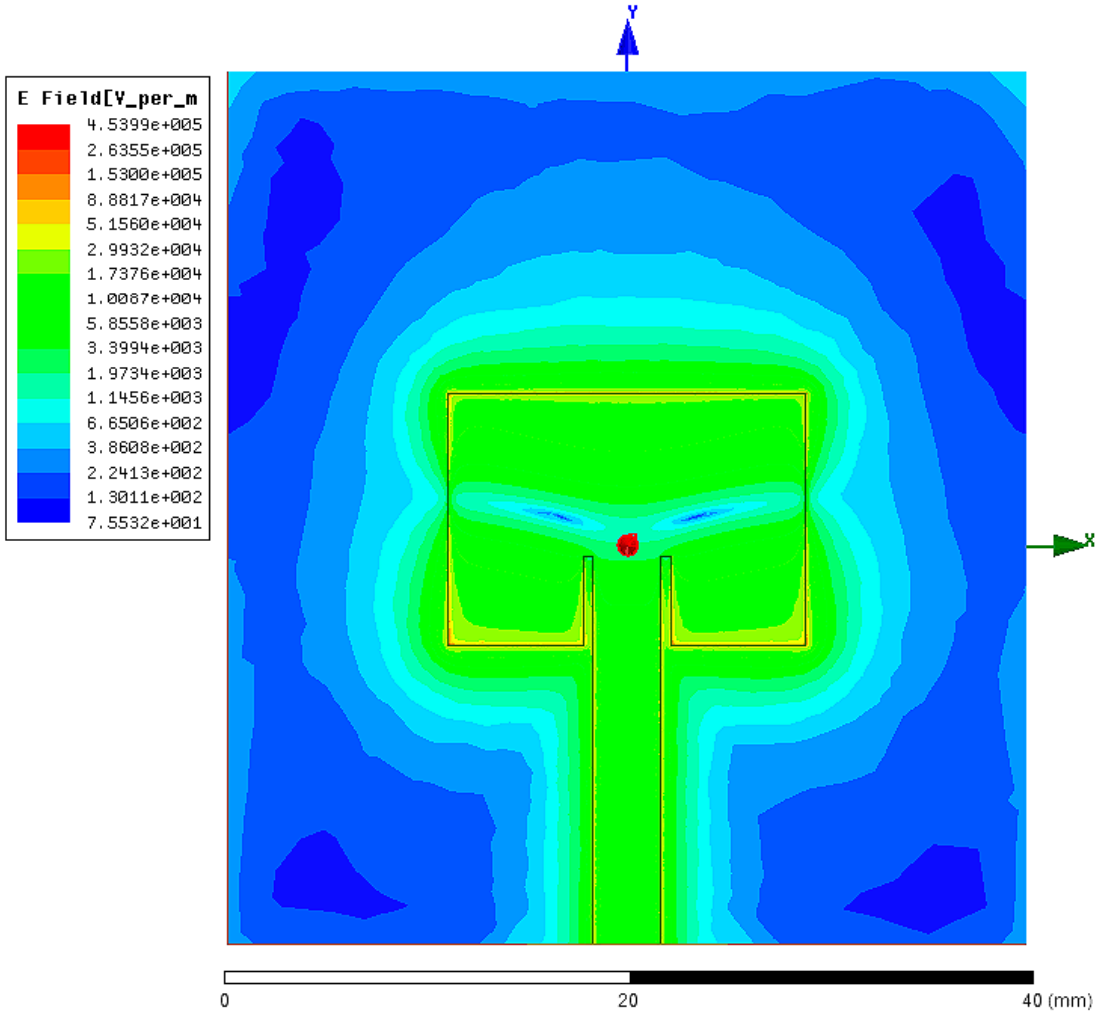


Figura 6.7: Distribución de campos eléctricos para el parche simple a 6 GHz

6.1.7. Resumen

Como se puede observar en este parche único a 6 GHz, los resultados obtenidos son muy similares a los obtenidos en el caso de 2.4 GHz. El patrón de radiación de la antena se caracteriza por el ser el más básico que podemos encontrar en una antena de tipo microstrip, además de tratarse de un patrón muy útil para aplicaciones móviles puesto que su característica omnidireccional se adapta a los casos de uso en los que el patrón de radiación de la antena no esté apuntando directamente a la antena de telefonía.

En la tabla 6.1 se pueden observar un resumen de los parámetros característicos de la

antena.

Parámetro	Parche simple 6 GHz
S_{11}	-40.35 dB
Ancho de banda	168 MHz
Directividad	7.66 dB
Ganancia	7.41 dB
Eficiencia de radiación	93.15%
Relación delante/atrás	18.42 dB

Tabla 6.1: Parámetros característicos del parche único microstrip a 6 GHz

6.2. Array 2x1 a 2.4 GHz

Para el array en configuración 2x1 a 2.4 GHz los resultados obtenidos son los siguientes:

6.2.1. Pérdidas de retorno

En cuanto a su curva de pérdidas de retorno del array a 2.4 GHz, se puede observar un valor pico de -36.46 dB y un ancho de banda de 34.3 MHz, desde los 2.3835 GHz hasta los 2.4173 GHz, lo que equivale a un 1.43% de la frecuencia de trabajo.

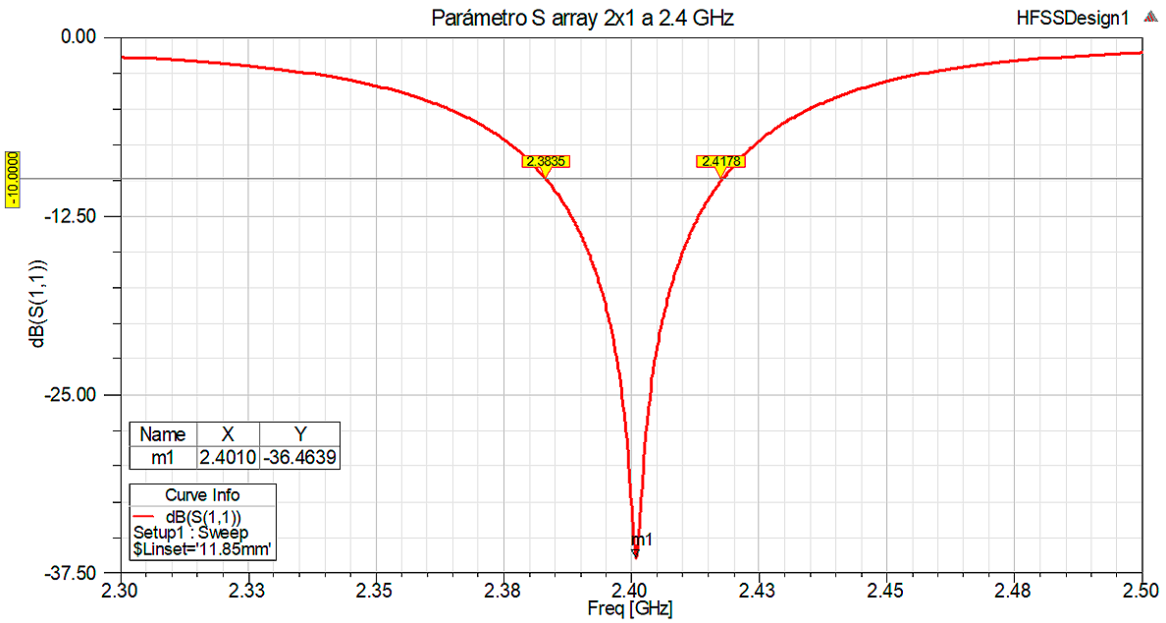


Figura 6.8: Parámetro S_{11} para el array 2x1 a 2.4 GHz

6.2.2. Reactancia

La curva de reactancia arroja un valor a la frecuencia de trabajo de -1.37 Ω.

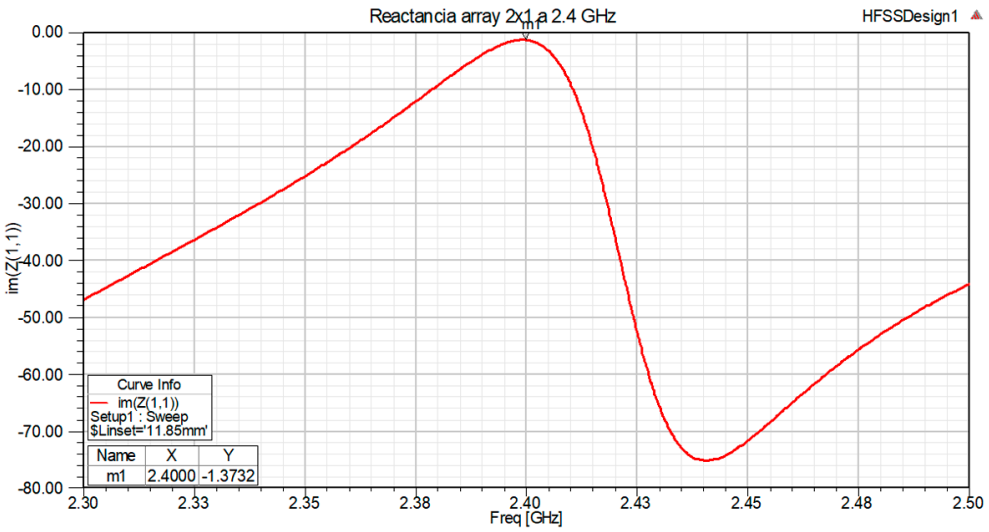


Figura 6.9: Reactancia para el array 2x1 a 2.4 GHz

6.2.3. Resistencia

La parte real de la impedancia ofrece un valor a la frecuencia de trabajo de 48.12 Ω.

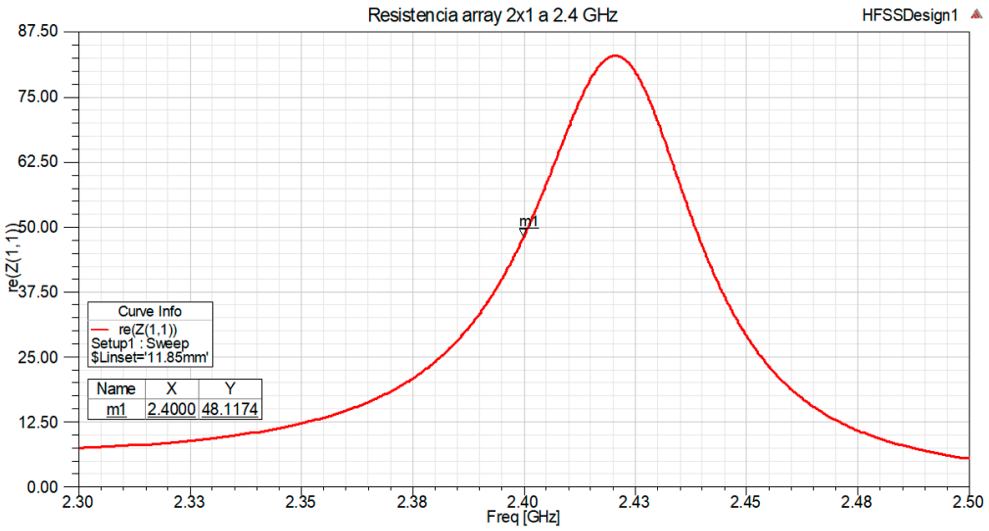


Figura 6.10: Resistencia para el array 2x1 a 2.4 GHz

6.2.4. Patrón de radiación

En cuanto a los patrones de radiación, se puede observar se puede observar un comportamiento más directivo con unos lóbulos laterales y trasero de bastante magnitud en relación al lóbulo principal para el plano E, mientras que en el plano H se observa un comportamiento completamente omnidireccional para el plano superior del array. La directividad en el ángulo de máxima radiación observada es de 7.64 dB.

6.2.4.1. Plano E

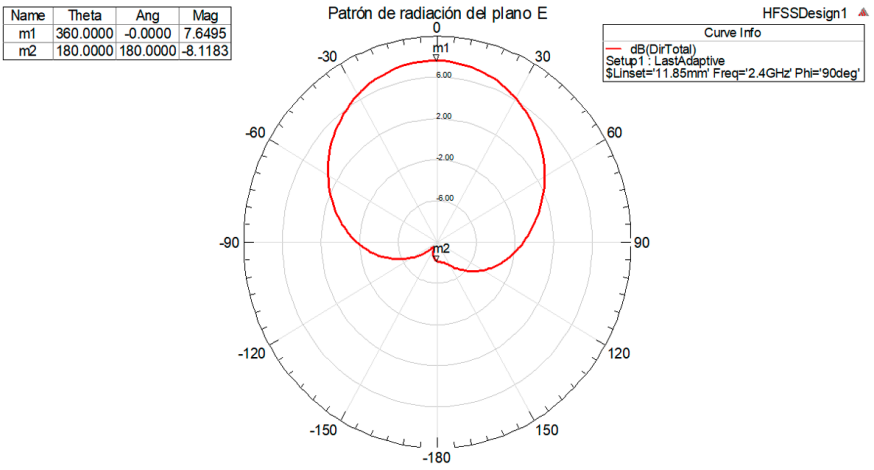


Figura 6.11: Radiación en el plano E para el array 2x1 a 2.4 GHz

6.2.4.2. Plano H

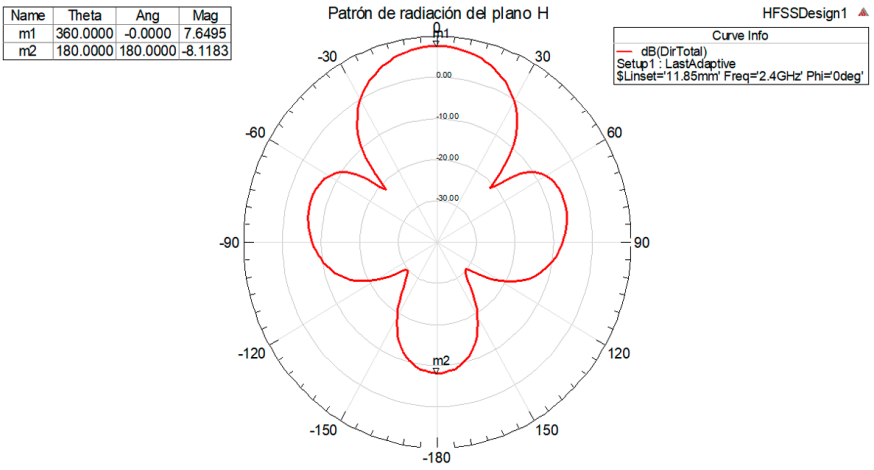
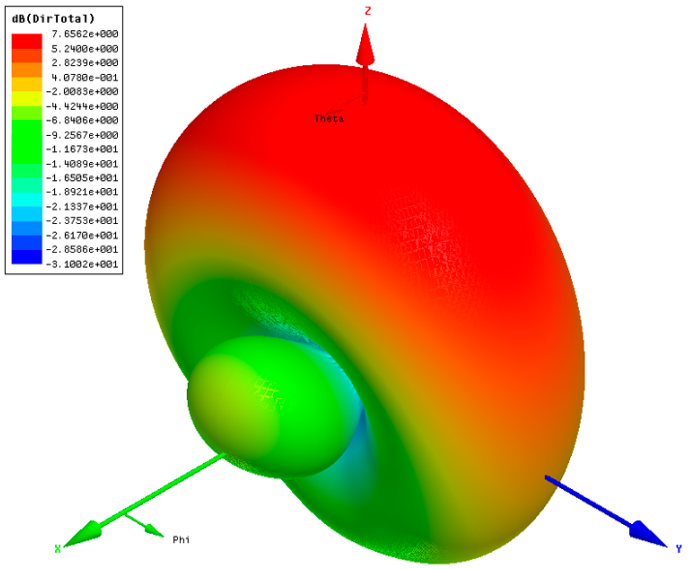


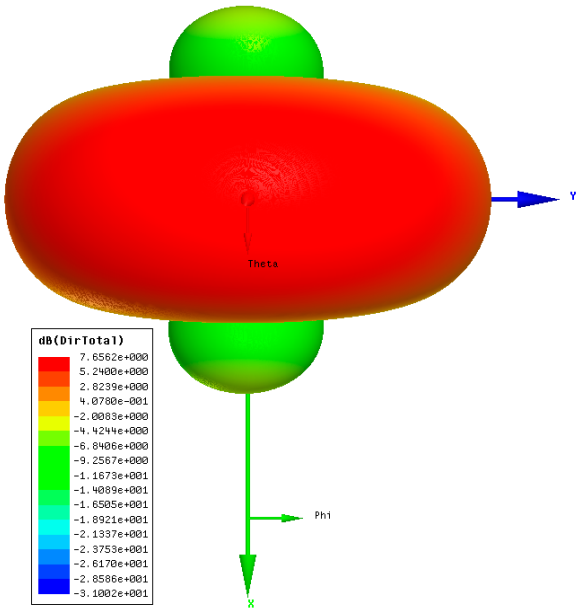
Figura 6.12: Radiación en el plano H para el array 2x1 a 2.4 GHz

6.2.5. Radiación 3D

Mediante el diagrama de radiación 3D se puede observar el comportamiento directivo en el plano perpendicular a la configuración del array, producido por la superposición de la radiación de ambos parches.



(a) Representación isométrica del diagrama de radiación 3D



(b) Representación superior del diagrama de radiación 3D

Figura 6.13: Radiación 3D para el array 2x1 a 2.4 GHz

6.2.6. Campo eléctrico

Finalmente, podemos observar la distribución de campos eléctricos en el parche.

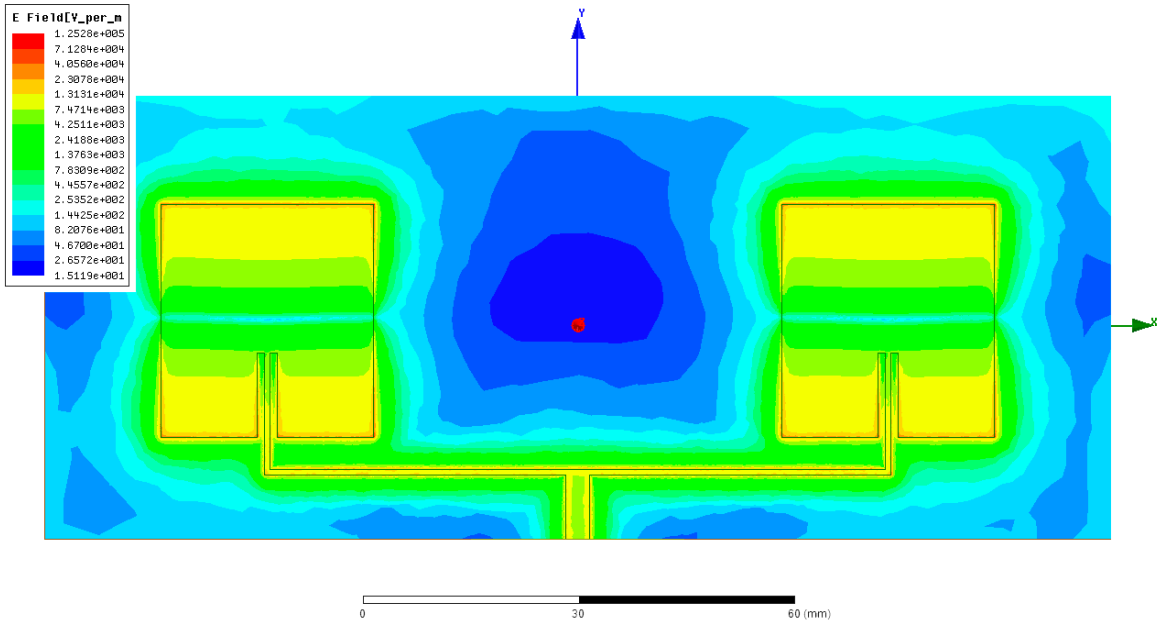


Figura 6.14: Distribución de campos eléctricos para el para el array 2x1 a 2.4 GHz

6.2.7. Resumen

En esta primera configuración de array a 2.4 GHz se puede observar los primeros comportamientos directivos producidos por la conjunción de diferentes parches en fase funcionando en la misma antena.

En la tabla 6.2 se pueden observar un resumen de los parámetros característicos de la antena. Como se puede observar, el rendimiento obtenido para esta antena es un tanto menor al obtenido previamente en las antenas de parche único y esto es principalmente debido a la complejidad del proceso de adaptación al aumentar el número de parches en las configuraciones de array.

Parámetro	Array 2x1 a 2.4 GHz
S_{11}	-36.46 dB
Ancho de banda	34.3 MHz
Directividad	7.64 dB
Ganancia	7.03 dB
Eficiencia de radiación	86.94%
Relación delante/atrás	15.89 dB

Tabla 6.2: Parámetros característicos para el array 2x1 a 2.4 GHz

6.3. Array 2x1 a 6 GHz

Para el array en configuración 2x1 a 6 GHz los resultados obtenidos son los siguientes:

6.3.1. Pérdidas de retorno

En cuanto a su curva de pérdidas de retorno del array a 6 GHz, se puede observar un valor pico de -76.78 dB y un ancho de banda de 179.1 MHz, desde los 5.9014 GHz hasta los 6.0805 GHz, lo que equivale a un 2.98% de la frecuencia de trabajo.

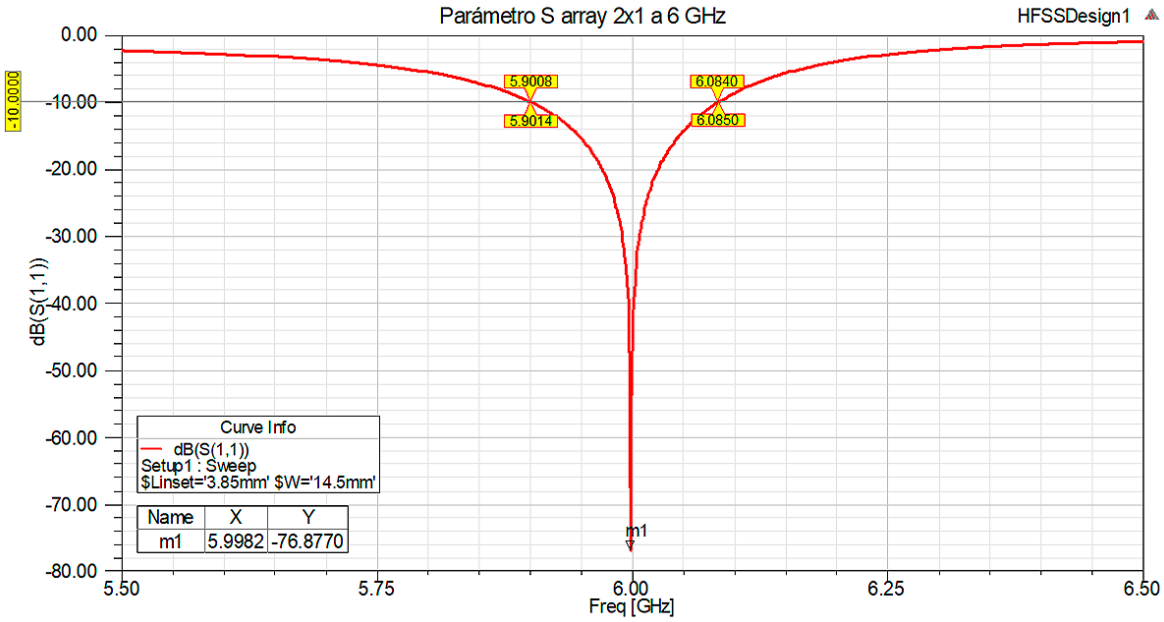


Figura 6.15: Parámetro S_{11} para el array 2x1 a 6 GHz

6.3.2. Reactancia

La curva de reactancia arroja un valor a la frecuencia de trabajo de -0.03 Ω.

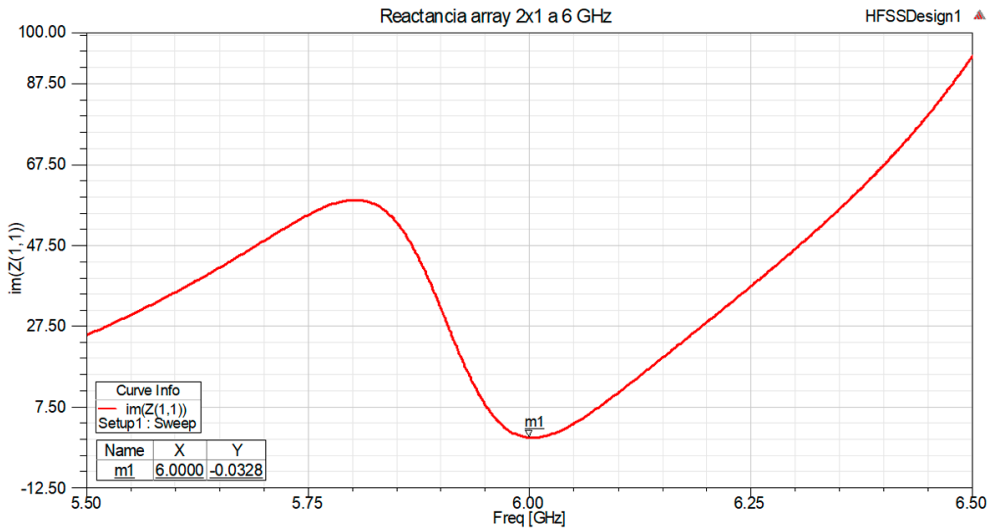


Figura 6.16: Reactancia para el array 2x1 a 6 GHz

6.3.3. Resistencia

La parte real de la impedancia ofrece un valor a la frecuencia de trabajo de 49.35 Ω.

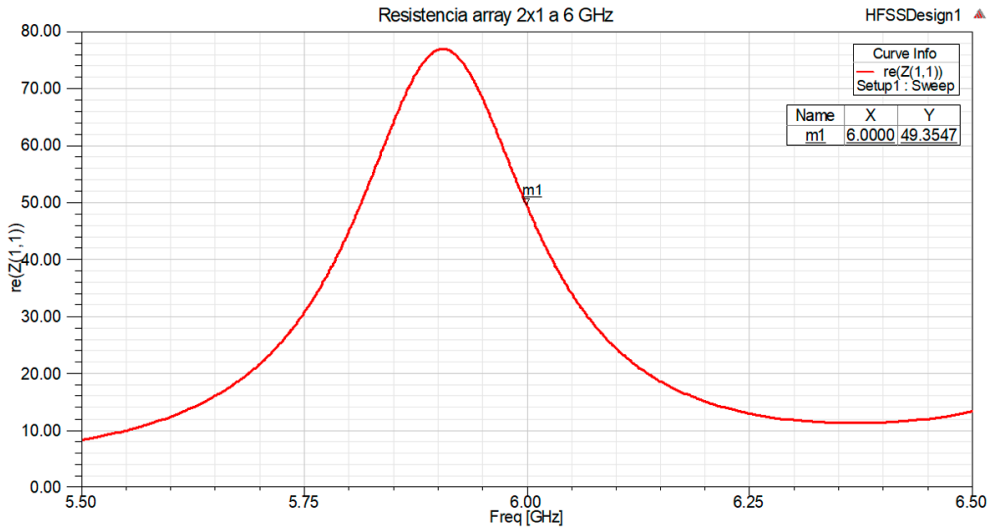


Figura 6.17: Resistencia para el array 2x1 a 6 GHz

6.3.4. Patrón de radiación

En este caso se puede observar el mismo patrón de radiación base que se encontró en el array 2x1 a 6 GHz pero con una directividad aumentada del lóbulo principal con respecto a los lóbulos secundarios y traseros, con un pico de directividad en el ángulo de máxima radiación de 9.97 dB.

6.3.4.1. Plano E

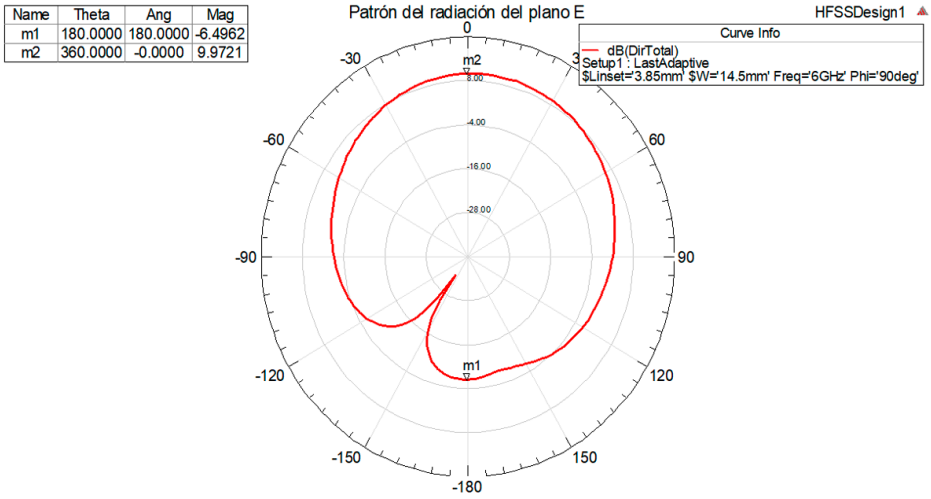


Figura 6.18: Radiación en el plano E para el array 2x1 a 6 GHz

6.3.4.2. Plano H

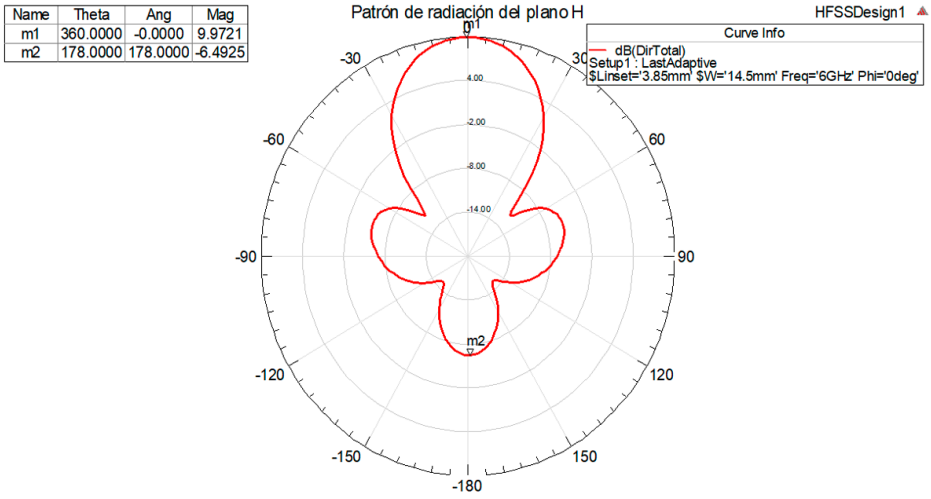
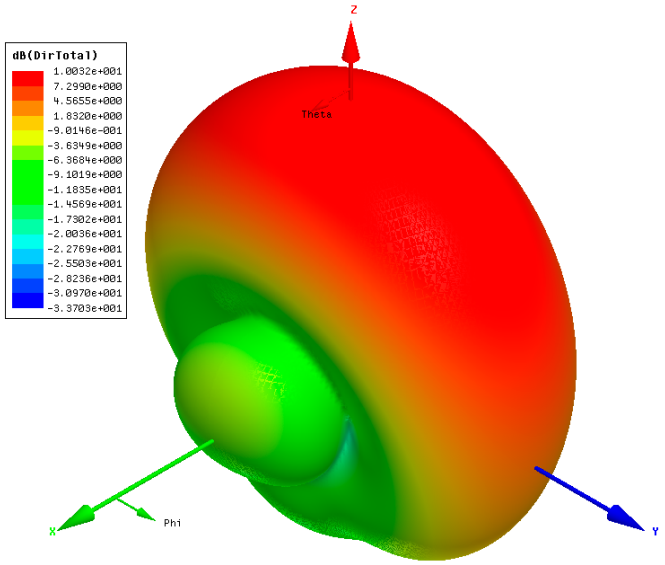


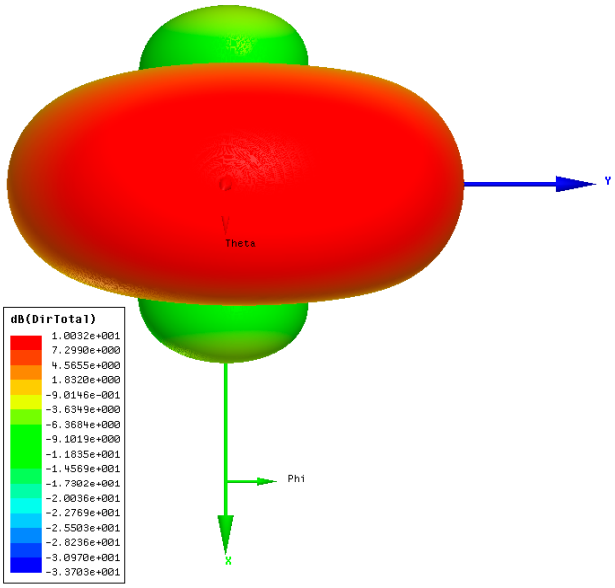
Figura 6.19: Radiación en el plano H para el array 2x1 a 6 GHz

6.3.5. Radiación 3D

Mediante el diagrama de radiación 3D se puede observar, de nuevo, el mismo comportamiento directivo que encontramos en el array a 2.4 GHz de la misma configuración, pero con ese aumento de directividad sobre el lóbulo principal, dejando a los lóbulos laterales en un segundo plano en cuanto a la radiación que estos ofrecen.



(a) Representación isométrica del diagrama de radiación 3D



(b) Representación superior del diagrama de radiación 3D

Figura 6.20: Radiación 3D para el array 2x1 a 6 GHz

6.3.6. Campo eléctrico

Finalmente, podemos observar la distribución de campos eléctricos en el parche.

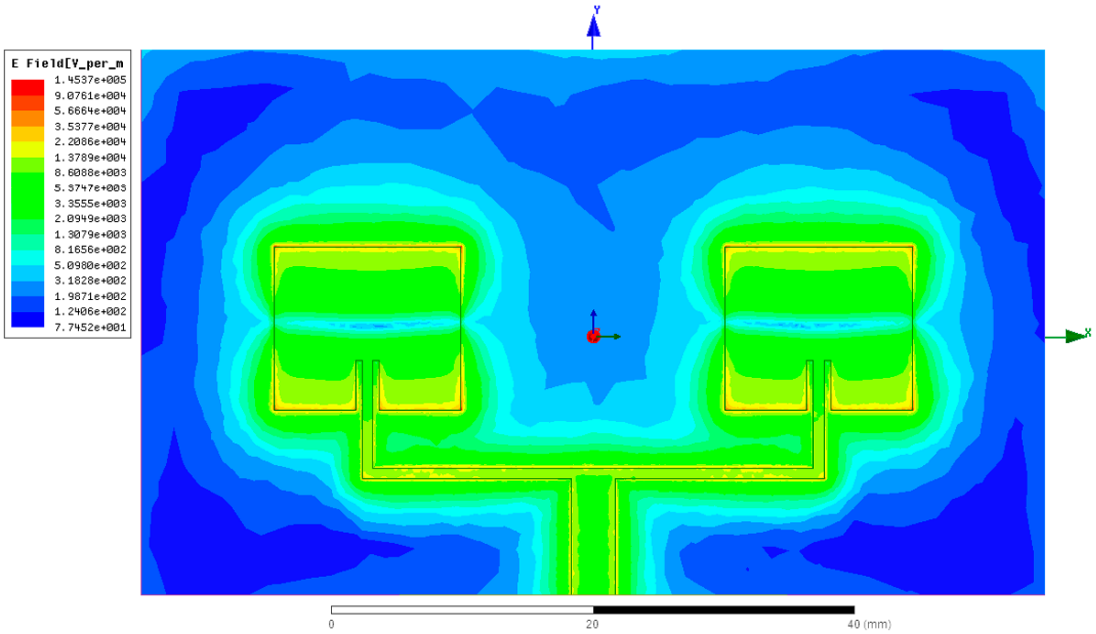


Figura 6.21: Distribución de campos eléctricos para el para el array 2x1 a 6 GHz

6.3.7. Resumen

En la configuración 2x1 a 6 GHz se puede observar una mejora de parámetros característicos de la antena con respecto a los obtenidos para la antena de 2.4 GHz en la misma configuración. Esto es principalmente debido a la mejor adaptación que ha tenido esta antena entre el conjunto de líneas microstrip que la alimentan.

En la tabla 6.3 se pueden observar un resumen de los parámetros característicos de la antena.

Parámetro	Array 2x1 a 6 GHz
S_{11}	-76.87 dB
Ancho de banda	179.1 MHz
Directividad	9.97 dB
Ganancia	9.77 dB
Eficiencia de radiación	94.14%
Relación delante/atrás	16.64 dB

Tabla 6.3: Parámetros característicos del array 2x1 a 6 GHz

6.4. Array 2x2 a 2.4 GHz

Para el array en configuración 2x2 a 2.4 GHz los resultados obtenidos son los siguientes:

6.4.1. Pérdidas de retorno

En cuanto a su curva de pérdidas de retorno del array a 2.4 GHz, se puede observar un valor pico de -40.70 dB y un ancho de banda de 34.6 MHz, desde los 2.4161 GHz hasta los 2.3815 GHz, lo que equivale a un 1.44% de la frecuencia de trabajo.

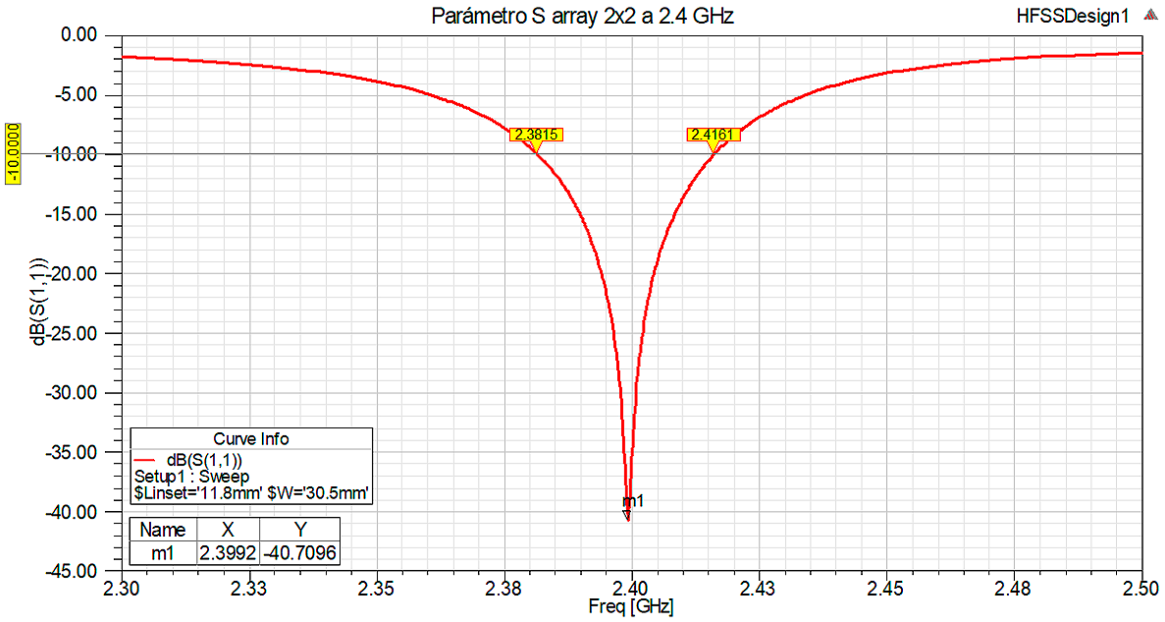


Figura 6.22: Parámetro S_{11} para el array 2x2 a 2.4 GHz

6.4.2. Reactancia

La curva de reactancia arroja un valor a la frecuencia de trabajo de -0.32 Ω.

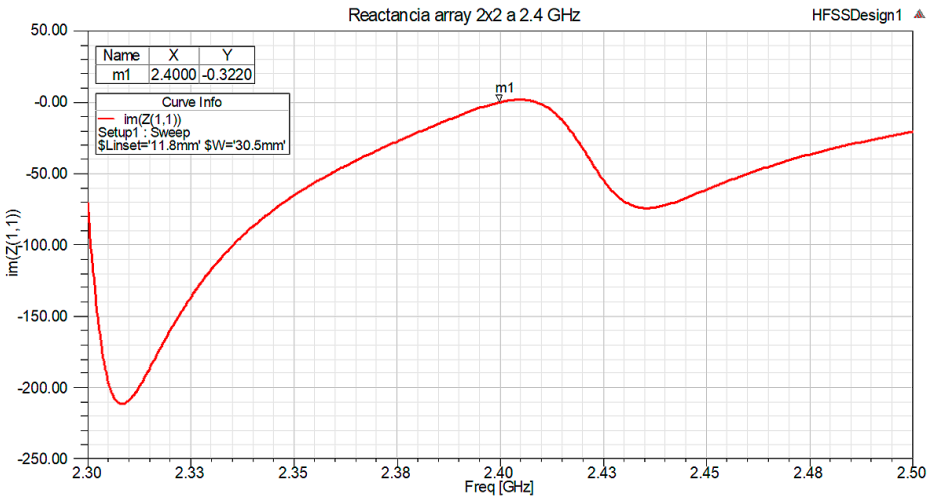


Figura 6.23: Reactancia para el array 2x2 a 2.4 GHz

6.4.3. Resistencia

La parte real de la impedancia ofrece un valor a la frecuencia de trabajo de 51.78 Ω.

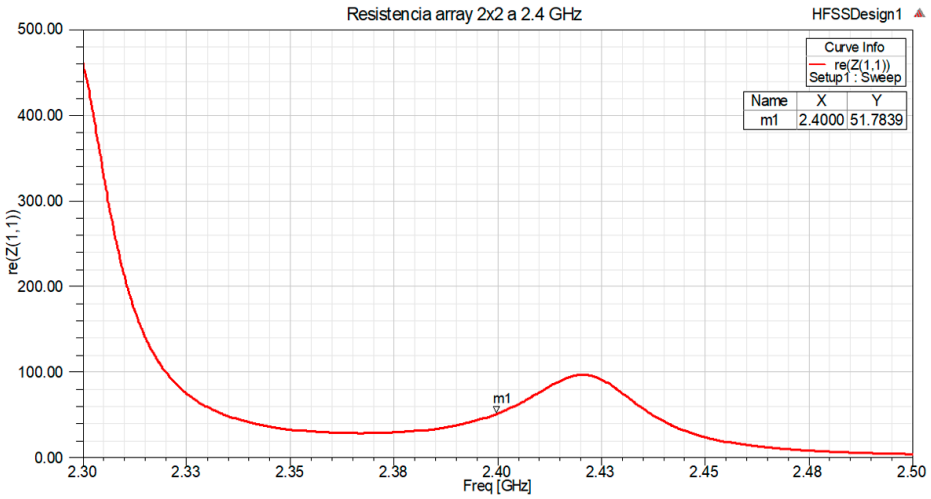


Figura 6.24: Resistencia para el array 2x2 a 2.4 GHz

6.4.4. Patrón de radiación

El patrón de radiación que se observa es completamente simétrico en el plano H, donde se encuentra un lóbulo principal poco con un máximo de 10.74 dB de directividad. Existen también dos lóbulos laterales de menor intensidad. En cuanto al plano E se puede observar un patrón de directividad más omnidireccional ya que los lóbulos laterales y traseros están más integrados en el patrón y no se presencian tantas zonas de radiación nula como en el plano H. Se hace presente la asimetría en el plano E probablemente debido a los acoplos de energía entre la línea de alimentación y el parche inferior derecho.

6.4.4.1. Plano E

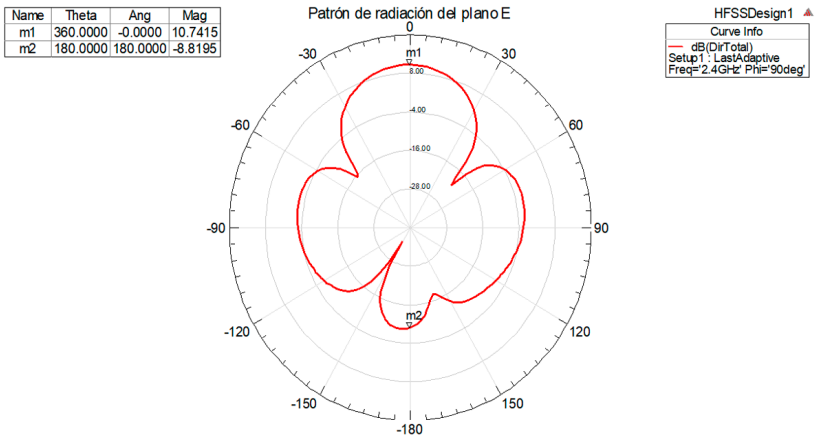


Figura 6.25: Radiación en el plano E para el array 2x2 a 2.4 GHz

6.4.4.2. Plano H

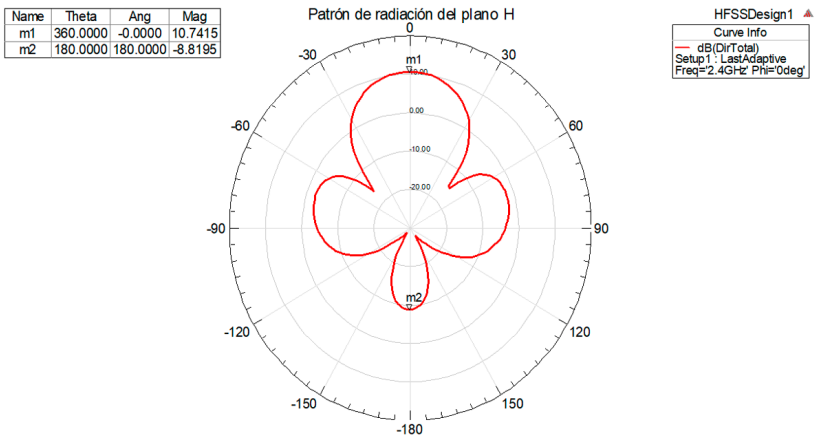
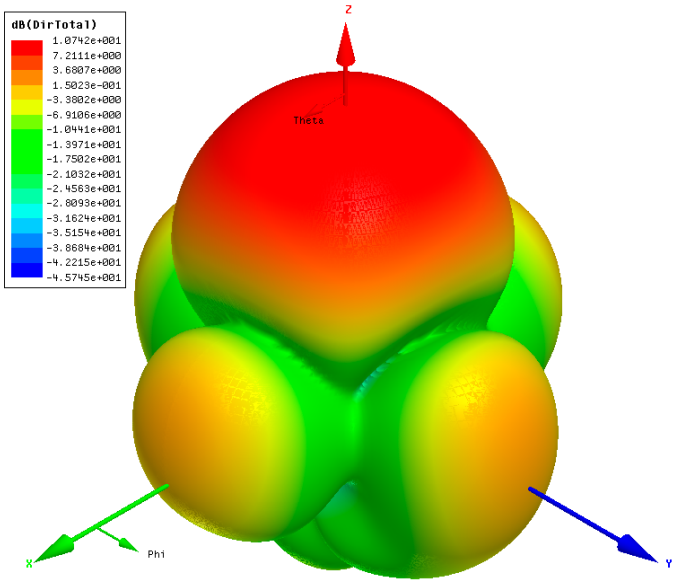


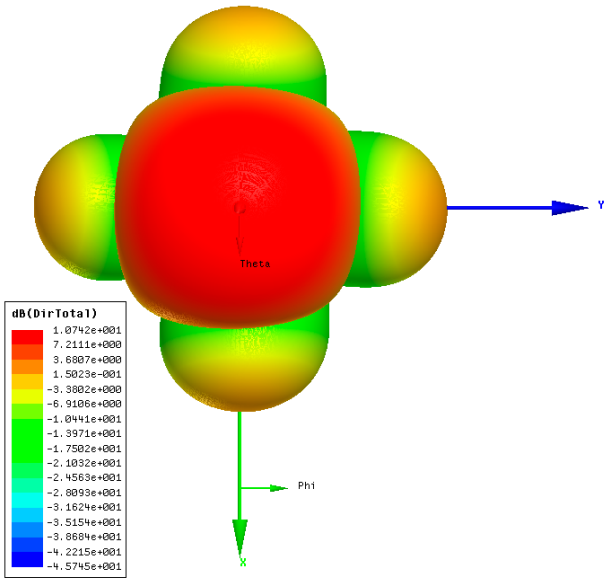
Figura 6.26: Radiación en el plano H para el array 2x2 a 2.4 GHz

6.4.5. Radiación 3D

Desde el diagrama de radiación 3D se puede observar un comportamiento más simétrico del patrón de radiación en su conjunto, donde el cuerpo más presente es el lóbulo principal del patrón y un total de cuatro lóbulos laterales cada 90º alrededor de este.



(a) Representación isométrica del diagrama de radiación 3D



(b) Representación superior del diagrama de radiación 3D

Figura 6.27: Radiación 3D para el array 2x2 a 2.4 GHz

6.4.6. Campo eléctrico

Finalmente, podemos observar la distribución de campos eléctricos en el parche.

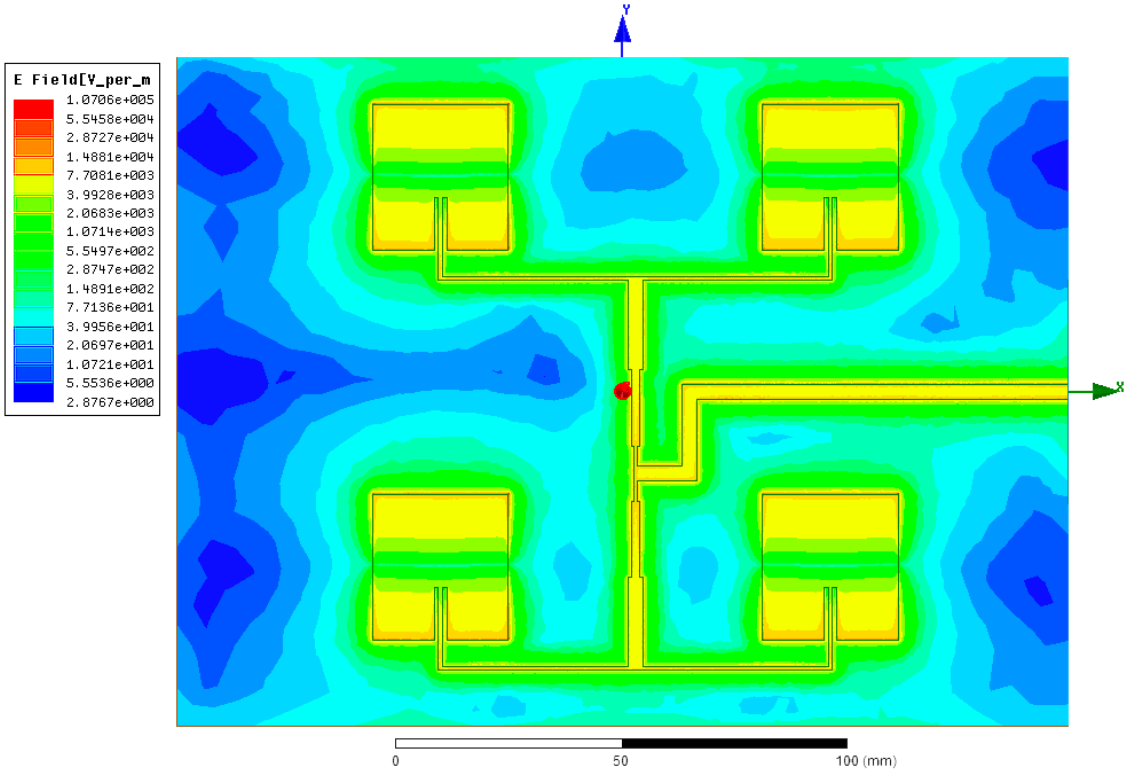


Figura 6.28: Distribución de campos eléctricos para el para el array 2x2 a 2.4 GHz

6.4.7. Resumen

En la configuración 2x2 a 2.4 GHz se puede observar una pérdida de la eficiencia de radiación de la antena, así como un menor ancho de banda, aunque dentro del mismo rango de las antenas cuya frecuencia de trabajo es de 2.4 GHz, como se irá comprobando a lo largo del análisis. También ha llegado a empeorar la relación delante atrás, lo que puede suponer interferencias no deseadas con otras antenas. Por otro lado, el patrón de directividad es simétrico y con lóbulos laterales controlados.

En la tabla 6.4 se pueden observar un resumen de los parámetros característicos de la antena.

Parámetro	Array 2x2 a 2.4 GHz
S_{11}	-40.70 dB
Ancho de banda	34.6 MHz
Directividad	10.74 dB
Ganancia	9.98 dB
Eficiencia de radiación	83.81%
Relación delante/atrás	19.56 dB

Tabla 6.4: Parámetros característicos del array 2x2 a 2.4 GHz

6.5. Array 2x2 a 6 GHz

Para el array en configuración 2x2 a 6 GHz los resultados obtenidos son los siguientes:

6.5.1. Pérdidas de retorno

En cuanto a su curva de pérdidas de retorno del array a 6 GHz, se puede observar un valor pico de -35.76 dB y un ancho de banda de 162.5 MHz, desde los 6.078 GHz hasta los 5.915 GHz, lo que equivale a un 2.7% de la frecuencia de trabajo.

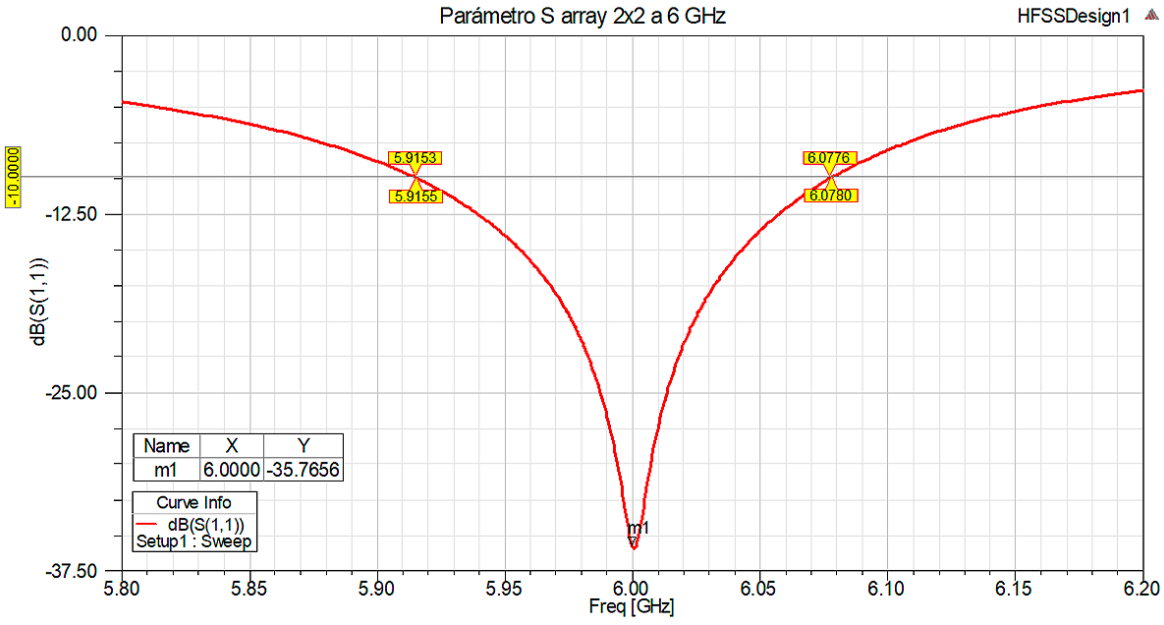


Figura 6.29: Parámetro S_{11} para el array 2x2 a 6 GHz

6.5.2. Reactancia

La curva de reactancia arroja un valor a la frecuencia de trabajo de -1.57 Ω.

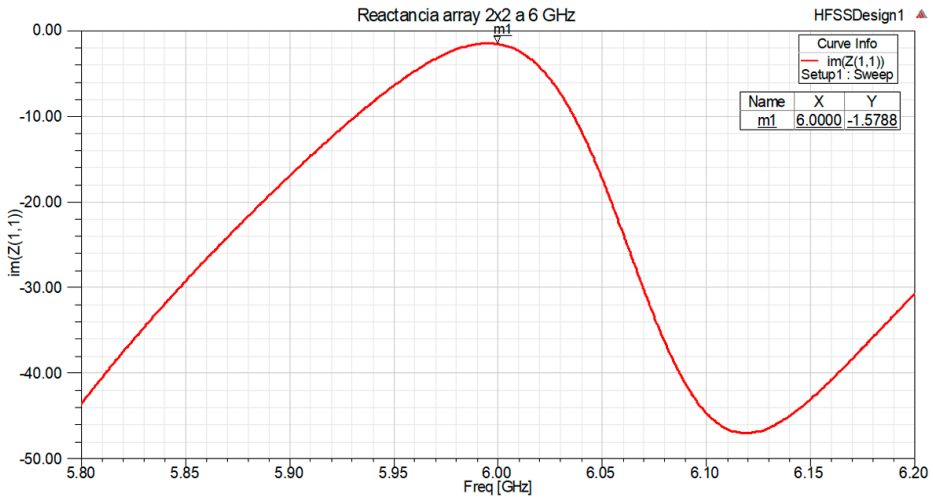


Figura 6.30: Reactancia para el array 2x2 a 6 GHz

6.5.3. Resistencia

La parte real de la impedancia ofrece un valor a la frecuencia de trabajo de 49.62 Ω.

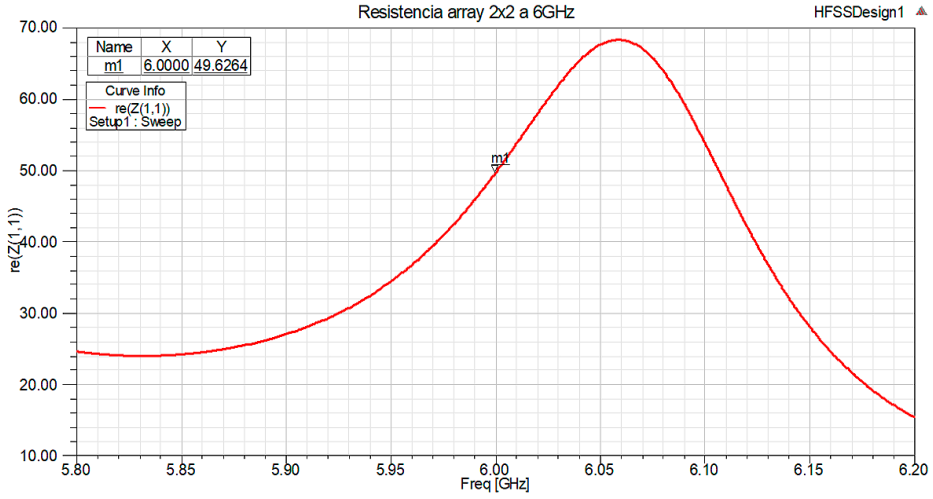


Figura 6.31: Resistencia para el array 2x2 a 6 GHz

6.5.4. Patrón de radiación

El patrón de directividad que encontramos en el array 2x2 a 6 GHz difiere mucho del que encontramos en la misma configuración a 2.4 GHz. Se puede comprobar un aumento de 2 dB de directividad hasta los 12.88 dB, así como comportamientos asimétricos en ambos planos de radiación. Al igual que en el caso a 2.4 GHz, existe un gran acoplamiento de energía entre la línea principal de alimentación y el parche inferior derecho, causa principal de de las asimetría en el plano E de radiación.

6.5.4.1. Plano E

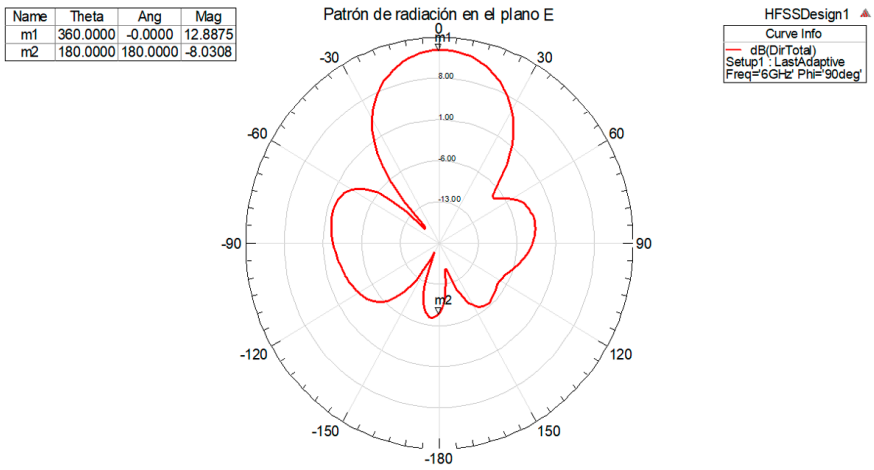


Figura 6.32: Radiación en el plano E para el array 2x2 a 6 GHz

6.5.4.2. Plano H

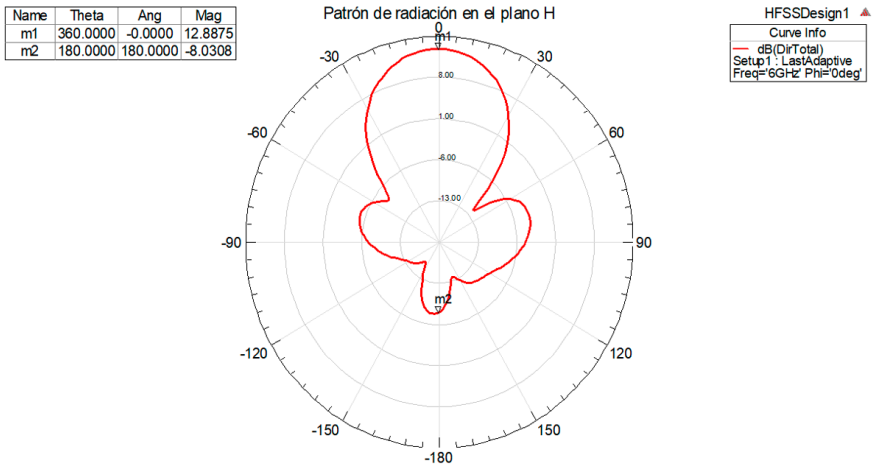
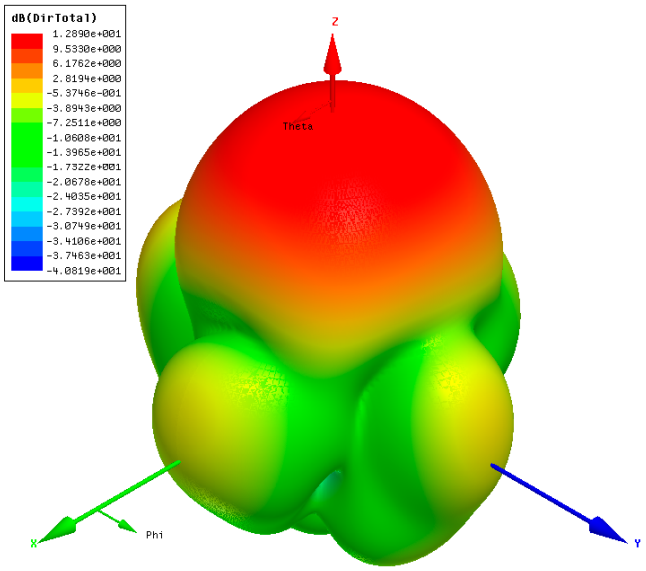


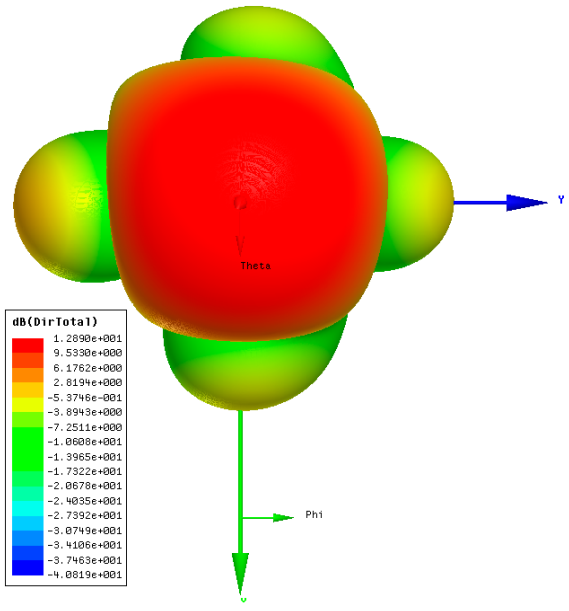
Figura 6.33: Radiación en el plano H para el array 2x2 a 6 GHz

6.5.5. Radiación 3D

En el diagrama de radiación 3D se puede comprobar el resultado del comportamiento asimétrico en los dos planos de radiación. Aunque la base del patrón intente ser la misma que la encontrada en la configuración a 2.4 GHz, se hacen notables ciertas deformidades en el lóbulo principal así como en algunos de los lóbulos secundarios.



(a) Representación isométrica del diagrama de radiación 3D



(b) Representación superior del diagrama de radiación 3D

Figura 6.34: Radiación 3D para el array 2x2 a 6 GHz

6.5.6. Campo eléctrico

Finalmente, podemos observar la distribución de campos eléctricos en el parche.

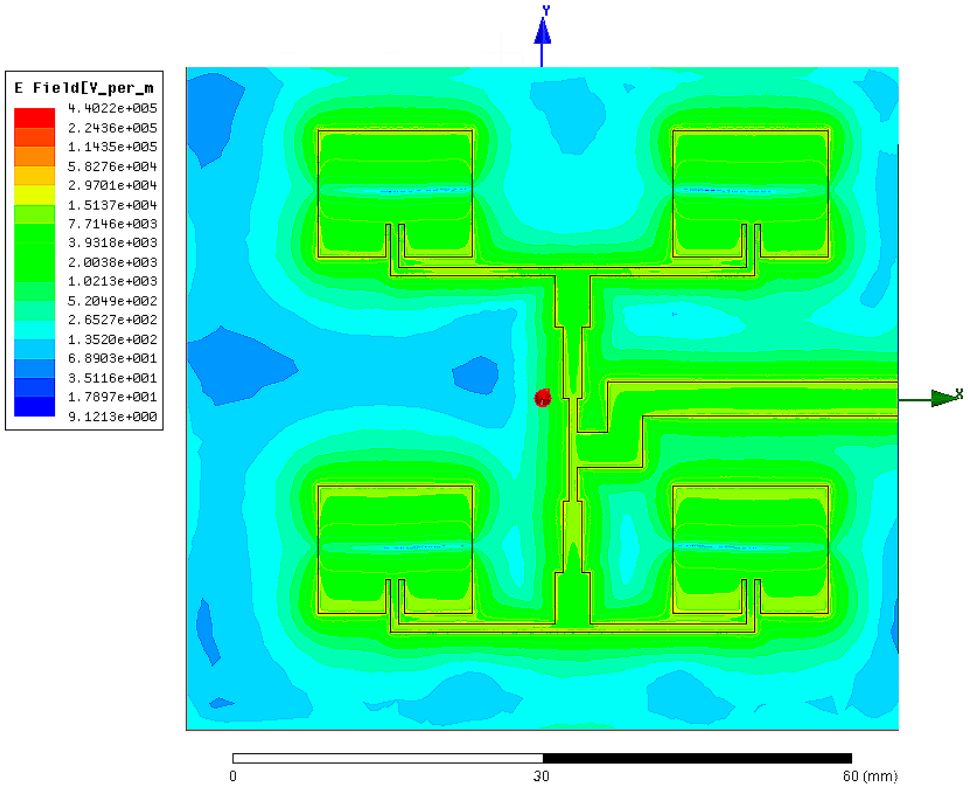


Figura 6.35: Distribución de campos eléctricos para el para el array 2x2 a 6 GHz

6.5.7. Resumen

La principal razón por la que se haya podido producir estos patrones no simétricos en esta configuración es el hecho de que la proximidad entre los parches y las líneas de transmisión que alimentan al array hayan afectado a la propagación de las ondas. Aun así la eficiencia de esta antena ronda el 90%, con lo que la adaptación entre las líneas y la antena ha sido buena y la directividad ha aumentado considerablemente respecto a la antena de 2.4 GHz.

En la tabla 6.5 se pueden observar un resumen de los parámetros característicos de la antena.

Parámetro	Array 2x2 a 6 GHz
S_{11}	-35.76 dB
Ancho de banda	162.5 MHz
Directividad	12.88 dB
Ganancia	12.47 dB
Eficiencia de radiación	90.8%
Relación delante/atrás	20.7 dB

Tabla 6.5: Parámetros característicos del array 2x2 a 6 GHz

6.6. Array 4x1 a 2.4 GHz

Para el array en configuración 4x1 a 2.4 GHz los resultados obtenidos son los siguientes:

6.6.1. Pérdidas de retorno

En cuanto a su curva de pérdidas de retorno del array 4x1 a 2.4 GHz, se puede observar un valor pico de -57.12 dB y un ancho de banda de 41.1 MHz, desde los 2.3799 GHz hasta los 2.421 GHz, lo que equivale a un 1.71% de la frecuencia de trabajo.

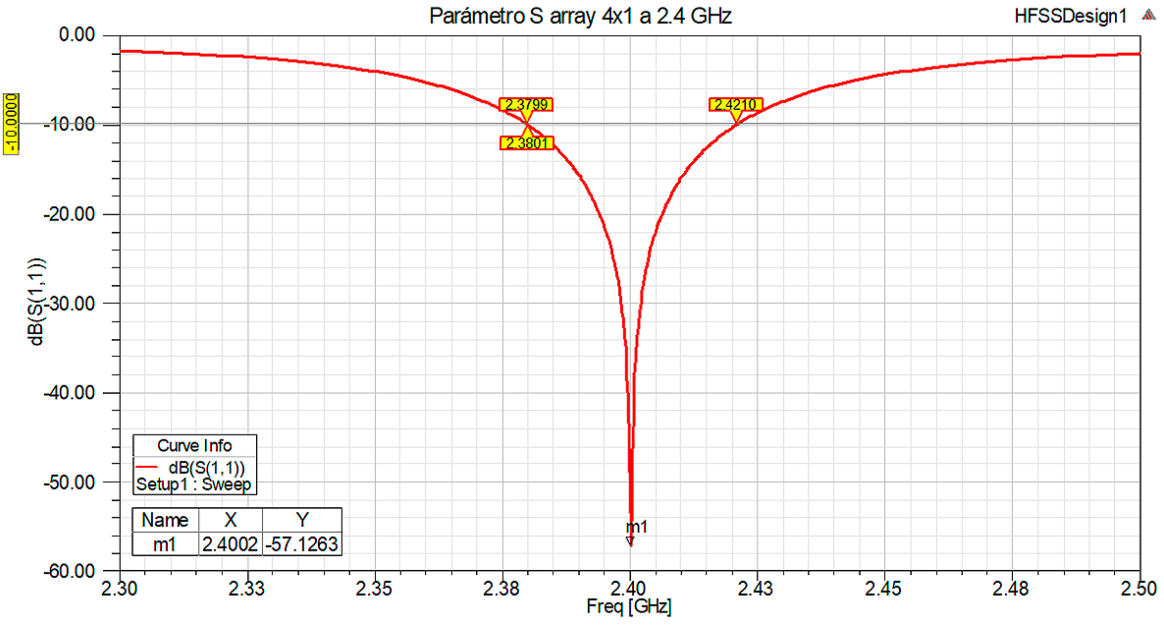


Figura 6.36: Parámetro S_{11} para el array 4x1 a 2.4 GHz

6.6.2. Reactancia

La curva de reactancia arroja un valor a la frecuencia de trabajo de -0.11 Ω.

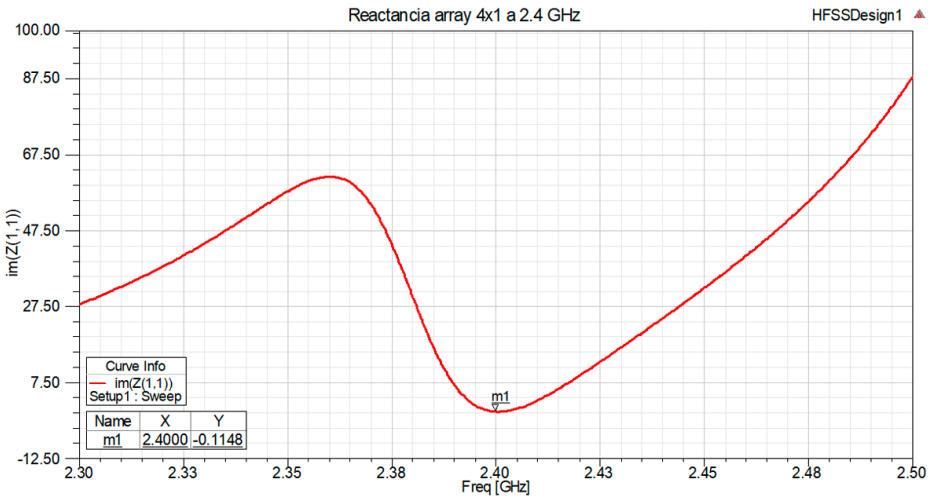


Figura 6.37: Reactancia para el array 4x1 a 2.4 GHz

6.6.3. Resistencia

La parte real de la impedancia ofrece un valor a la frecuencia de trabajo de 50.26 Ω.

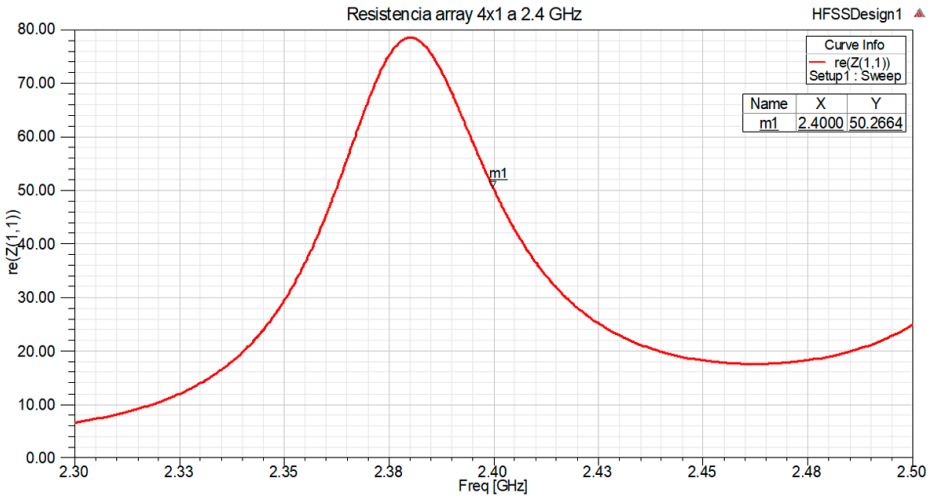


Figura 6.38: Resistencia para el array 4x1 a 2.4 GHz

6.6.4. Patrón de radiación

En este nuevo tipo de configuración donde se han añadido más parches se puede comprobar el aumento de complejidad del patrón de radiación, donde han aparecido más lóbulos laterales y traseros en el plano H. En el plano E encontramos un patrón omnidireccional. La directividad en el ángulo de máxima radiación es de 11.6 dB.

6.6.4.1. Plano E

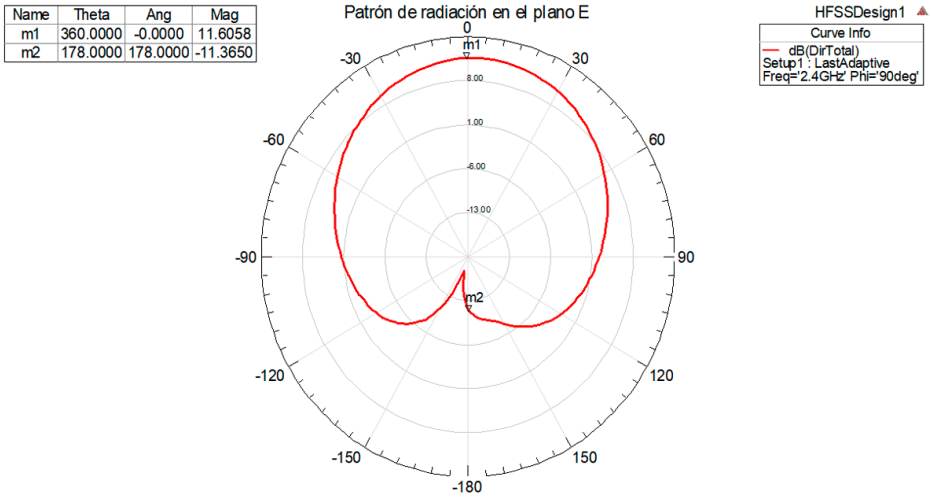


Figura 6.39: Radiación en el plano E para el array 4x1 a 2.4 GHz

6.6.4.2. Plano H

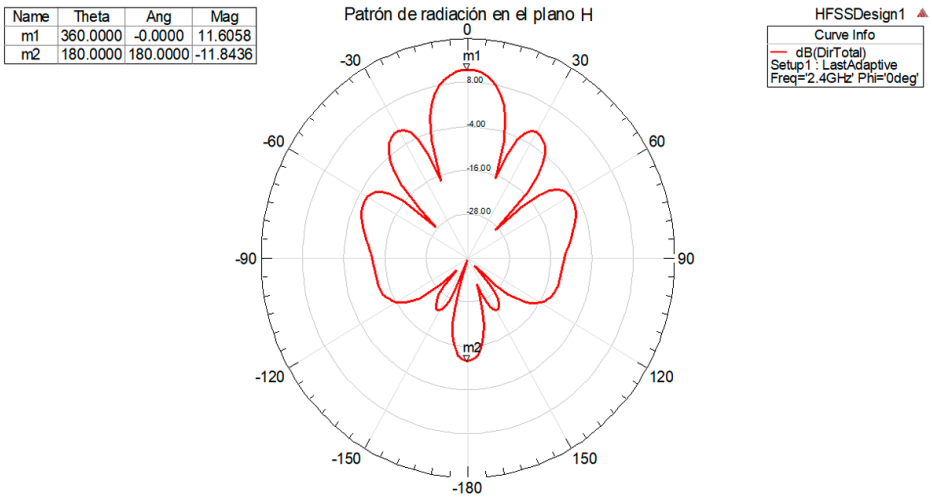
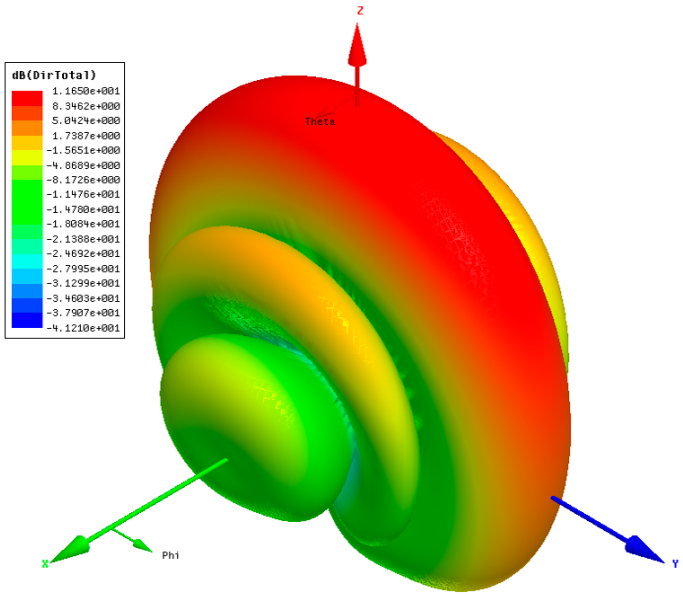


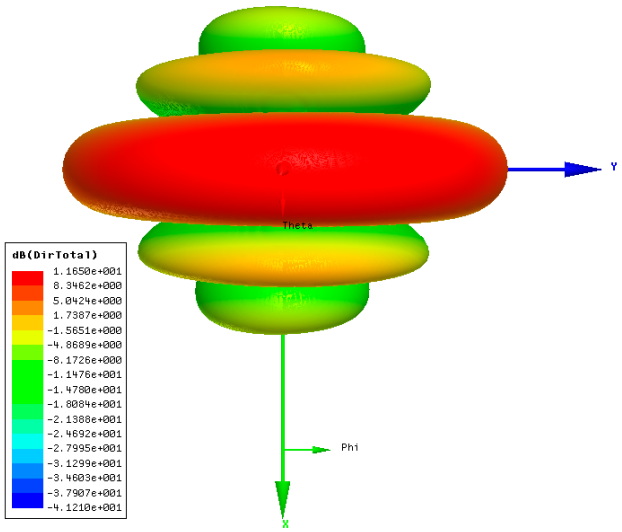
Figura 6.40: Radiación en el plano H para el array 4x1 a 2.4 GHz

6.6.5. Radiación 3D

Con el diagrama de radiación 3D se puede observar un comportamiento muy parecido al que obteníamos con las antenas en configuración 2x1, pero el aumento de parches ha ofrecido al patrón de radiación una mayor directividad así como complejidad y la presencia de elementos que quizás no sean deseados.



(a) Representación isométrica del diagrama de radiación 3D



(b) Representación superior del diagrama de radiación 3D

Figura 6.41: Radiación 3D para el array 4x1 a 2.4 GHz

6.6.6. Campo eléctrico

Finalmente, podemos observar la distribución de campos eléctricos en el parche.

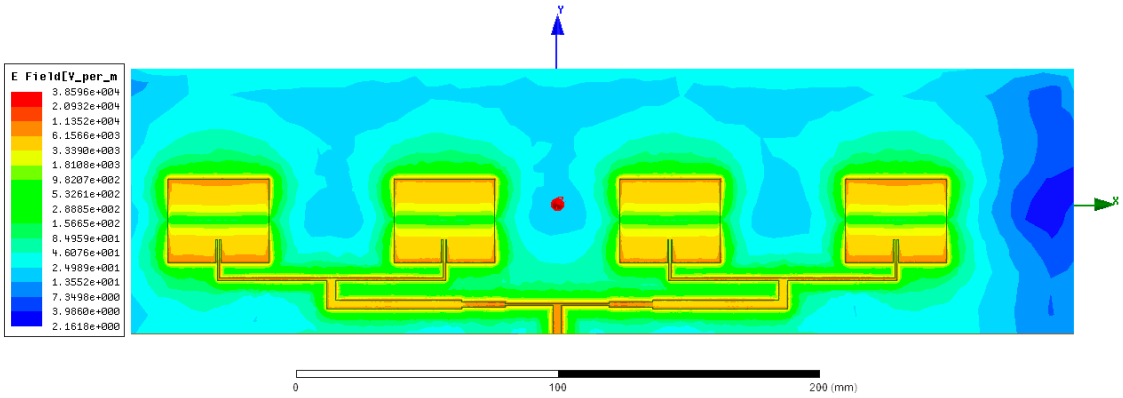


Figura 6.42: Distribución de campos eléctricos para el para el array 4x1 a 2.4 GHz

6.6.7. Resumen

Aunque la eficiencia de esta configuración haya disminuido, los valores obtenidos entran dentro de los margenes de buen funcionamiento y el patrón de directividad obtenido puede ser muy útil para aplicaciones de telefonía móvil, como se explicó en el array 2x1. Poco a poco va aumentando la directividad de nuestros arrays debido a la inclusión de una mayor número de parches, pero esto trae consigo la obtención de patrones de directividad más complejos con mayor número de lóbulos secundarios y traseros.

En la tabla 6.6 se pueden observar un resumen de los parámetros característicos de la antena.

Parámetro	**Array 4x1 a 2.4 GHz**
S_{11}	-57.12 dB
Ancho de banda	41.4 MHz
Directividad	11.6 dB
Ganancia	11.04 dB
Eficiencia de radiación	86.97%
Relación delante/atrás	24.74 dB

Tabla 6.6: Parámetros característicos del array 4x1 a 2.4 GHz

6.7. Array 4x1 a 6 GHz

Para el array en configuración 4x1 a 6 GHz los resultados obtenidos son los siguientes:

6.7.1. Pérdidas de retorno

En cuanto a su curva de pérdidas de retorno del array 4x1 a 6 GHz, se puede observar un valor pico de -30.97 dB y un ancho de banda de 223.8 MHz, desde los 5.8674 GHz hasta los 6.0912 GHz, lo que equivale a un 3.73% de la frecuencia de trabajo.

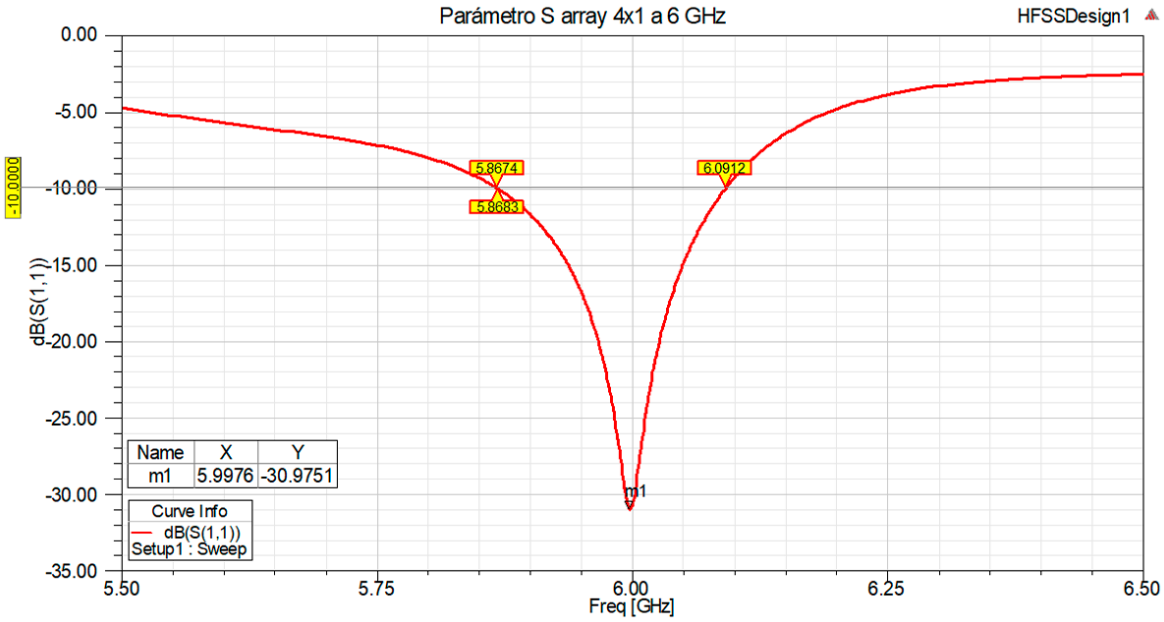


Figura 6.43: Parámetro S_{11} para el array 4x1 a 6 GHz

6.7.2. Reactancia

La curva de reactancia arroja un valor a la frecuencia de trabajo de -0.6 Ω.

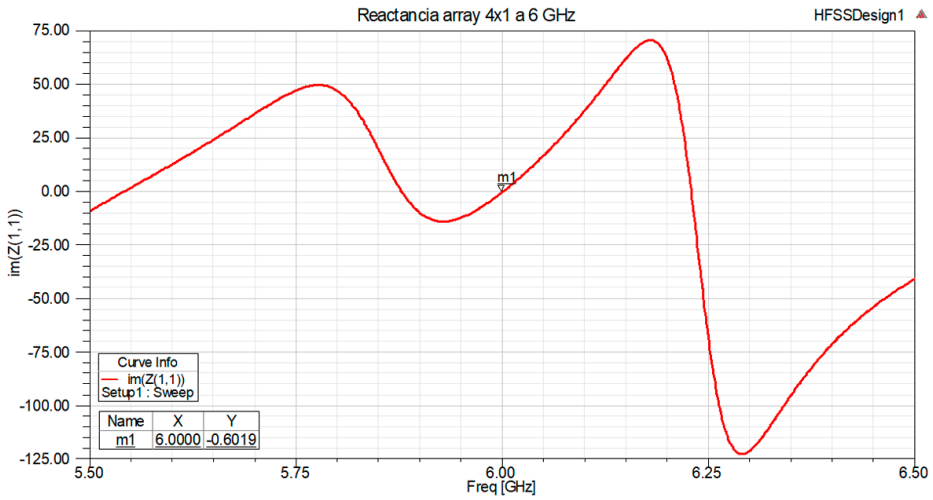


Figura 6.44: Reactancia para el array 4x1 a 6 GHz

6.7.3. Resistencia

La parte real de la impedancia ofrece un valor a la frecuencia de trabajo de 47.21 Ω.

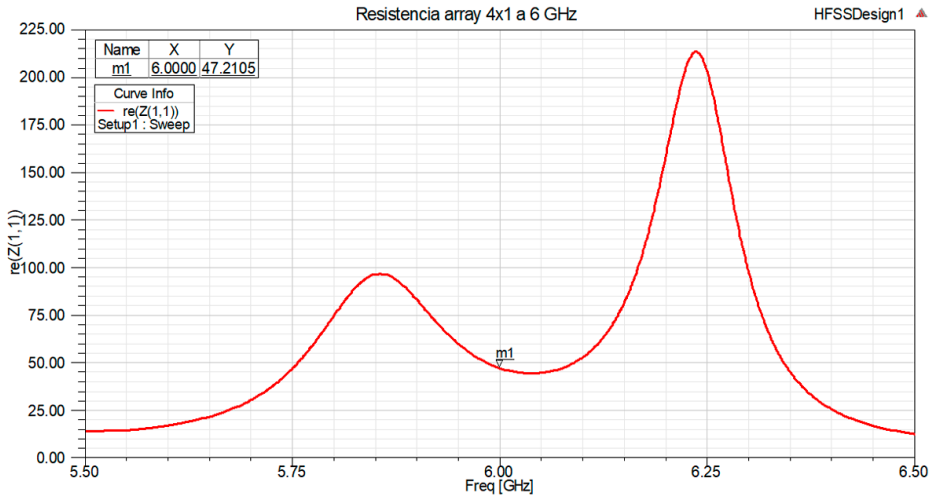


Figura 6.45: Resistencia para el array 4x1 a 6 GHz

6.7.4. Patrón de radiación

El patrón de directividad de esta configuración es bastante parecido al obtenido en la configuración a 2.4 GHz, con la diferencia de que encontramos nulos menos definidos. También, como veremos, el lóbulo trasero aumenta de directividad, lo que significa una reducción de la relación delante/atrás.

6.7.4.1. Plano E

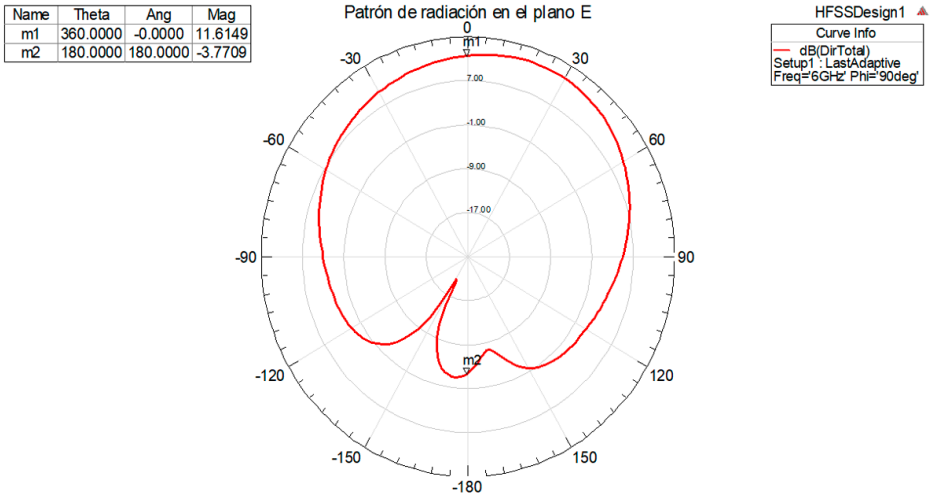


Figura 6.46: Radiación en el plano E para el array 4x1 a 6 GHz

6.7.4.2. Plano H

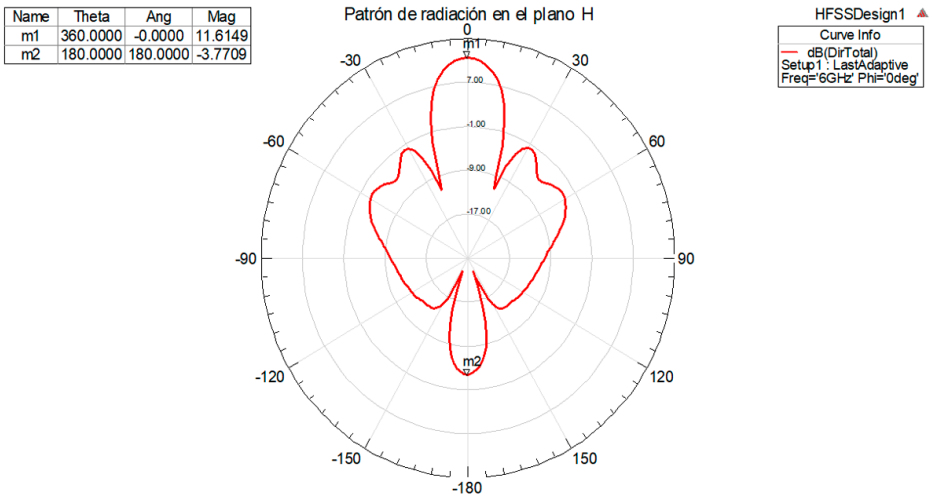
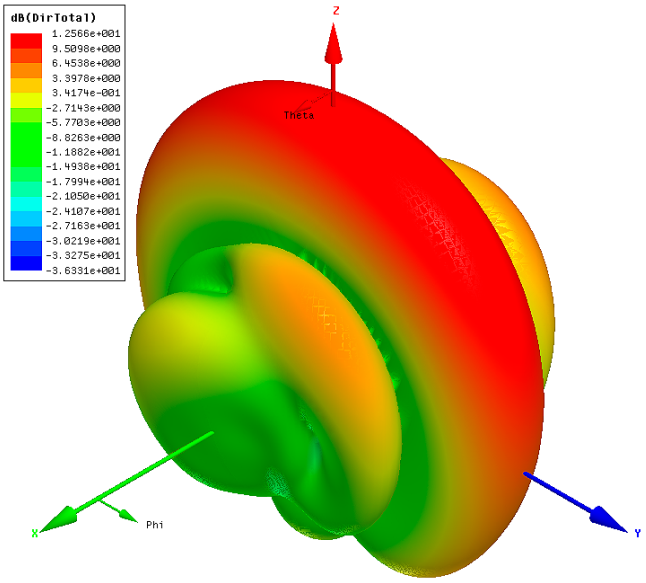


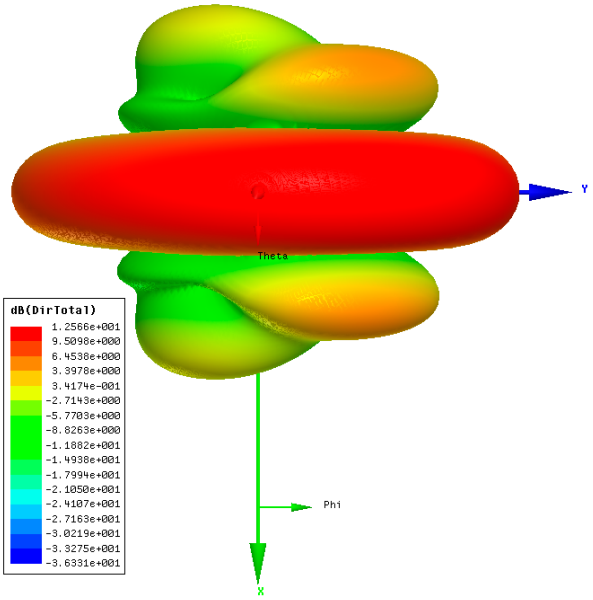
Figura 6.47: Radiación en el plano H para el array 4x1 a 6 GHz

6.7.5. Radiación 3D

El diagrama de radiación 3D presenta una forma muy similar a la encontrada en el array de la misma configuración a 2.4 GHz, aunque con pequeñas diferencias de forma en los lóbulos laterales.



(a) Representación isométrica del diagrama de radiación 3D



(b) Representación superior del diagrama de radiación 3D

Figura 6.48: Radiación 3D para el array 4x1 a 6 GHz

6.7.6. Campo eléctrico

Finalmente, podemos observar la distribución de campos eléctricos en el parche.

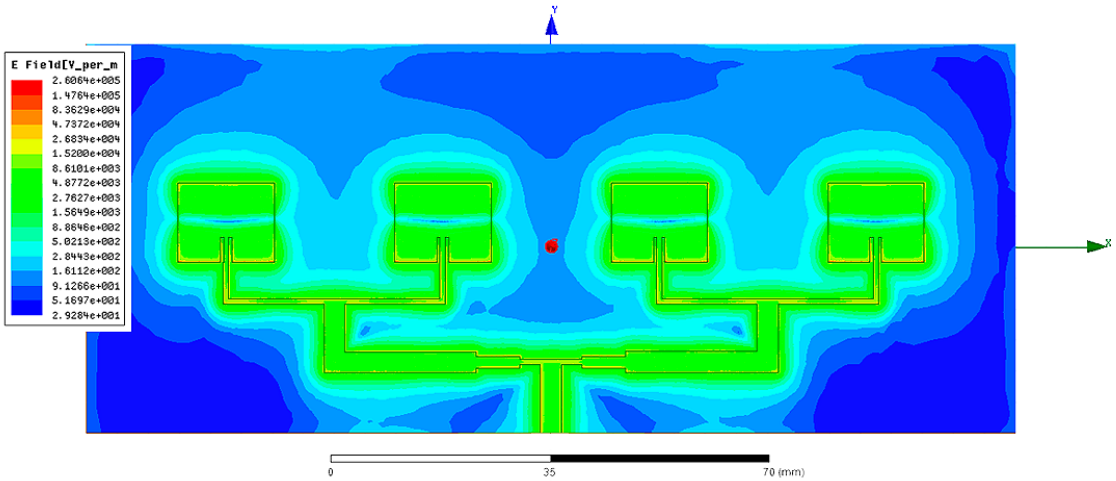


Figura 6.49: Distribución de campos eléctricos para el para el array 4x1 a 6 GHz

6.7.7. Resumen

Aunque la adaptación de la antena no haya sido de las mejores obtenidas, como se puede observar en el valor de pérdidas de retorno S, esta antena ha obtenido unos parámetros de funcionamiento excepcionales en cuanto a directividad, eficiencia y ancho de banda. Se ha llegado a obtener hasta 200 MHz de ancho de banda, lo que supone un 3.73% sobre la frecuencia de trabajo, rozando el límite de ancho de banda que se puede llegar a obtener en una configuración de alimentación por conexión directa de línea microstrip.

En la tabla 6.7 se pueden observar un resumen de los parámetros característicos de la antena.

Parámetro	Array 4x1 a 6 GHz
S_{11}	-30.97 dB
Ancho de banda	223.8 MHz
Directividad	12.56 dB
Ganancia	12.16 dB
Eficiencia de radiación	91.3%
Relación delante/atrás	24.3 dB

Tabla 6.7: Parámetros característicos del array 4x1 a 6 GHz

6.8. Array 4x2 a 2.4 GHz

Para el array en configuración 4x2 a 2.4 GHz los resultados obtenidos son los siguientes:

6.8.1. Pérdidas de retorno

En cuanto a su curva de pérdidas de retorno del array 4x2 a 2.4 GHz, se puede observar un valor pico de -32.18 dB y un ancho de banda de 39.6 MHz, desde los 2.3792 GHz hasta los 2.4186 GHz, lo que equivale a un 1.65% de la frecuencia de trabajo.

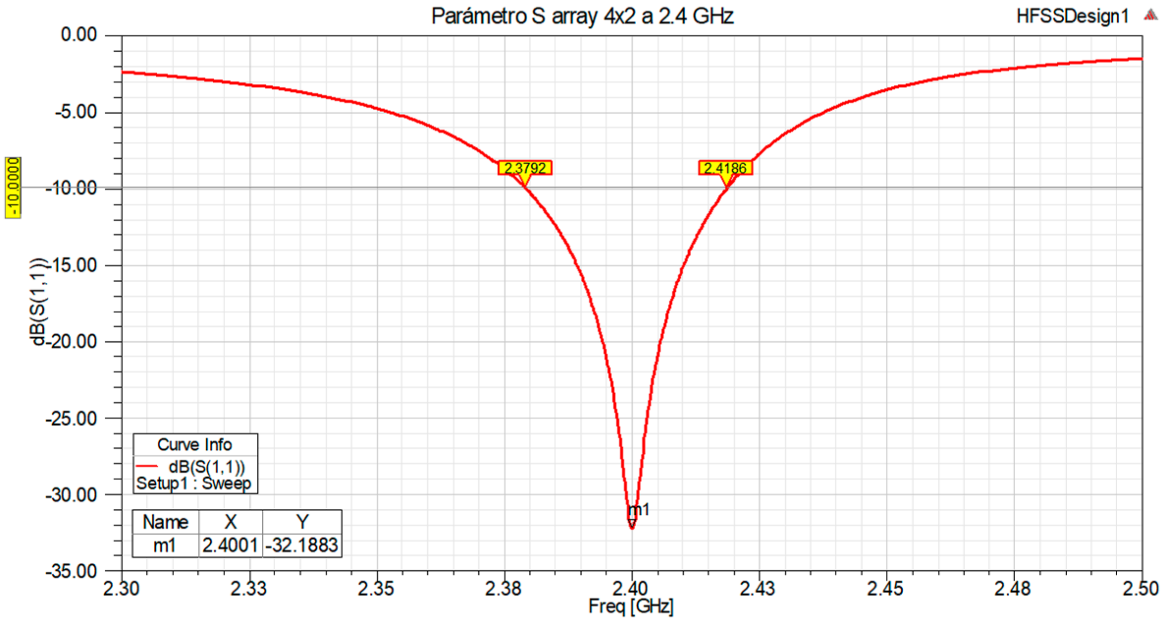


Figura 6.50: Parámetro S_{11} para el array 4x2 a 2.4 GHz

6.8.2. Reactancia

La curva de reactancia arroja un valor a la frecuencia de trabajo de -1.39 Ω.

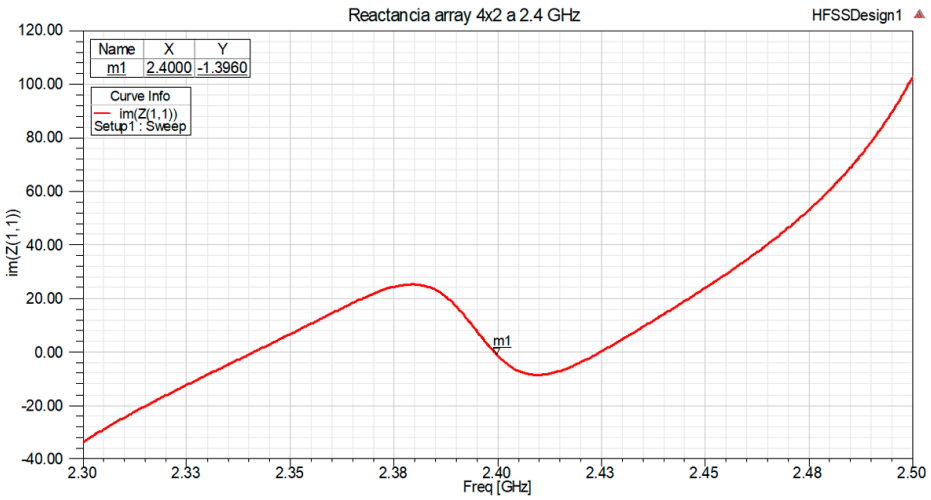


Figura 6.51: Reactancia para el array 4x2 a 2.4 GHz

6.8.3. Resistencia

La parte real de la impedancia ofrece un valor a la frecuencia de trabajo de 52.07 Ω.

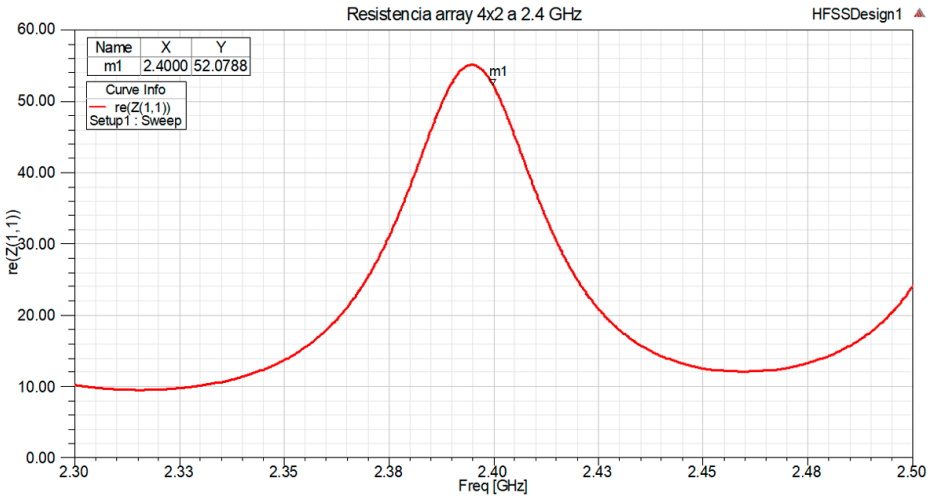


Figura 6.52: Resistencia para el array 4x2 a 2.4 GHz

6.8.4. Patrón de radiación

Al duplicar la fila que se poseía en el array 4x1 se ha obtenido el mismo patrón de directividad que se obtuvo en esta para el plano H, pero con una mayor área de radiación en los lóbulos laterales, aumentando de cobertura en estas zonas. La directividad obtenida en el ángulo de máxima radiación es de 13.97 dB. En el plano H vemos un patrón casi omnidireccional, como ocurría en el array 4x1 pero con ciertos nulos creando lóbulos laterales más definidos.

6.8.4.1. Plano E

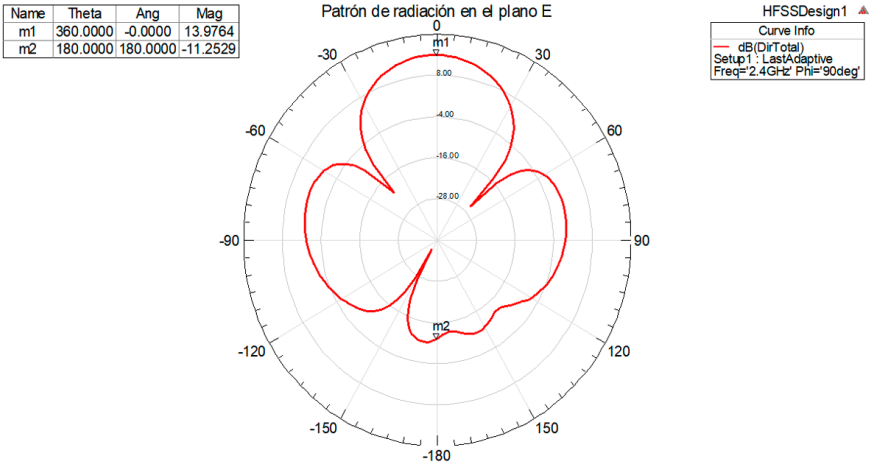


Figura 6.53: Radiación en el plano E para el array 4x2 a 2.4 GHz

6.8.4.2. Plano H

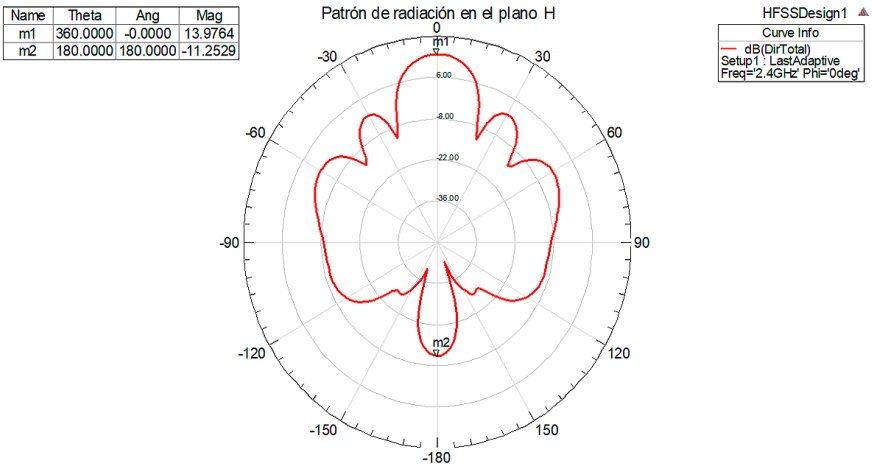
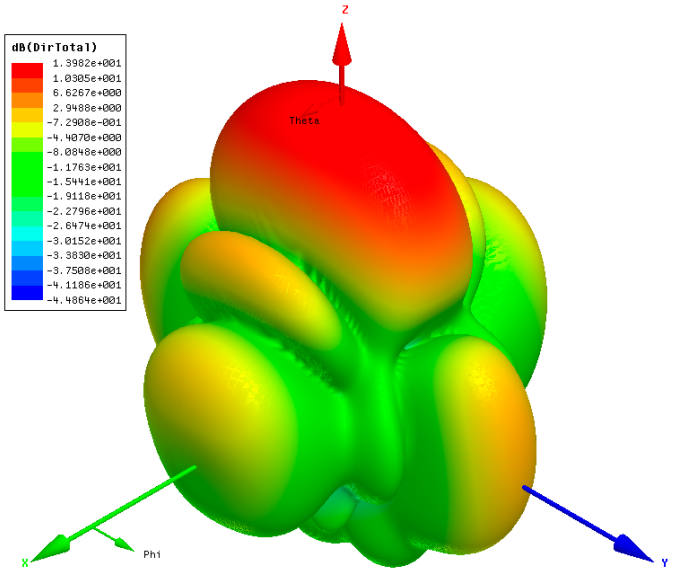


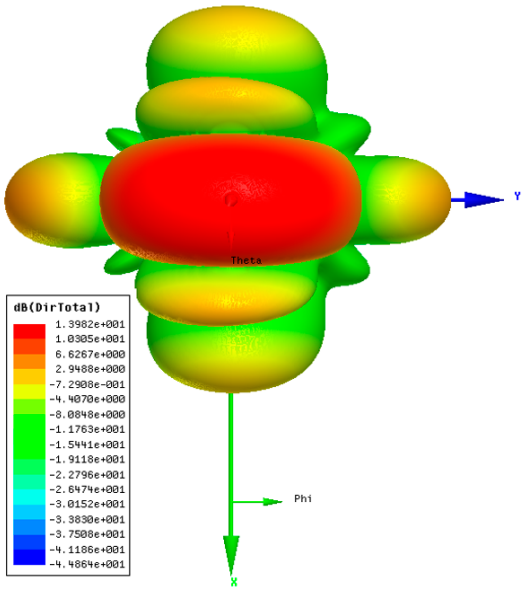
Figura 6.54: Radiación en el plano H para el array 4x2 a 2.4 GHz

6.8.5. Radiación 3D

La conjunción de ambos planos de radiación lleva a la obtención de un diagrama de radiación 3D muy complejo con un gran número de lóbulos laterales y secundarios a costa de conseguir una de las directividades más altas logradas hasta el momento en el proyecto.



(a) Representación isométrica del diagrama de radiación 3D



(b) Representación superior del diagrama de radiación 3D

Figura 6.55: Radiación 3D para el array 4x2 a 2.4 GHz

6.8.6. Campo eléctrico

Finalmente, podemos observar la distribución de campos eléctricos en el parche.

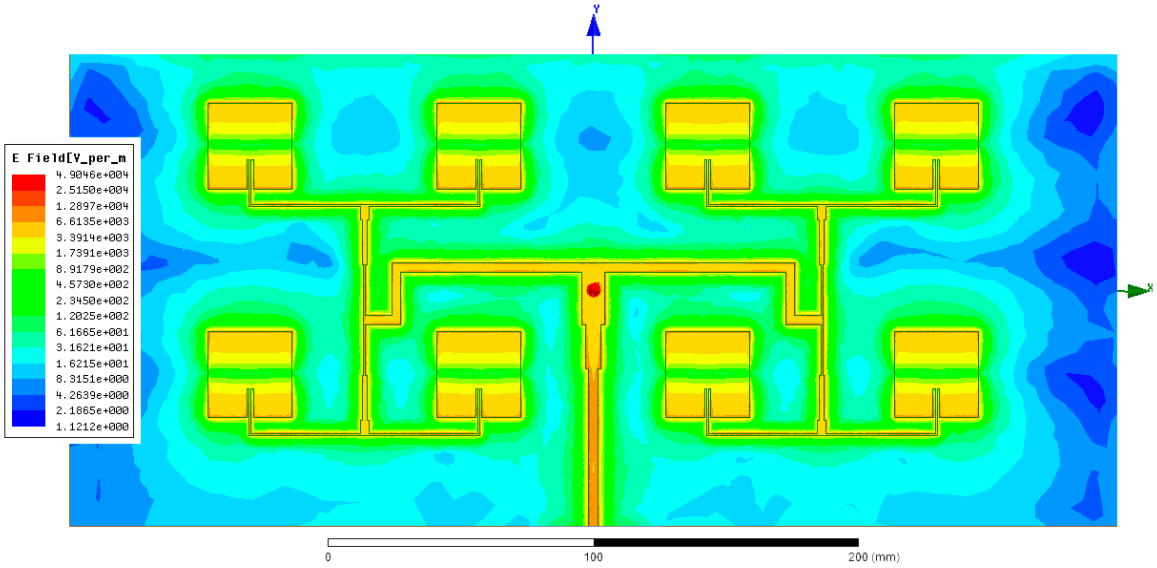


Figura 6.56: Distribución de campos eléctricos para el para el array 4x2 a 2.4 GHz

6.8.7. Resumen

Esta configuración es una de las que mas ha costado conseguir adaptar en el proceso de diseño, es por ello que los resultados obtenidos no destacan sobre el resto de arrays. La directividad obtenida ha sido muy buena, pero otros parámetros como la eficiencia o el ancho de banda han dejado que desear sobre esta configuración.

En la tabla 6.8 se pueden observar un resumen de los parámetros característicos de la antena.

Parámetro	**Array 4x2 a 2.4 GHz**
S_{11}	-32.18 dB
Ancho de banda	39.6 MHz
Directividad	13.97 dB
Ganancia	13.17 dB
Eficiencia de radiación	83.08%
Relación delante/atrás	25.15 dB

Tabla 6.8: Parámetros característicos del array 4x2 a 2.4 GHz

6.9. Array 4x2 a 6 GHz

Para el array en configuración 4x2 a 6 GHz los resultados obtenidos son los siguientes:

6.9.1. Pérdidas de retorno

En cuanto a su curva de pérdidas de retorno del array 4x2 a 6 GHz, se puede observar un valor pico de -60.85 dB y un ancho de banda de 257.8 MHz, desde los 5.8371 GHz hasta los 6.0949 GHz, lo que equivale a un 4.29% de la frecuencia de trabajo.

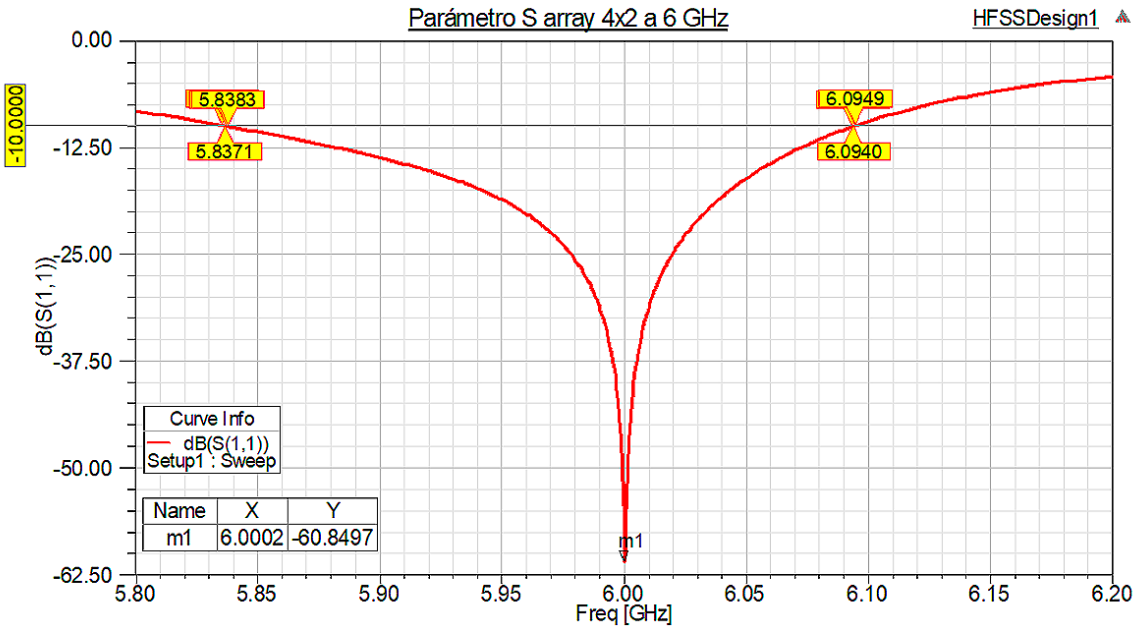


Figura 6.57: Parámetro S_{11} para el array 4x2 a 6 GHz

6.9.2. Reactancia

La curva de reactancia arroja un valor a la frecuencia de trabajo de -0.095 Ω.

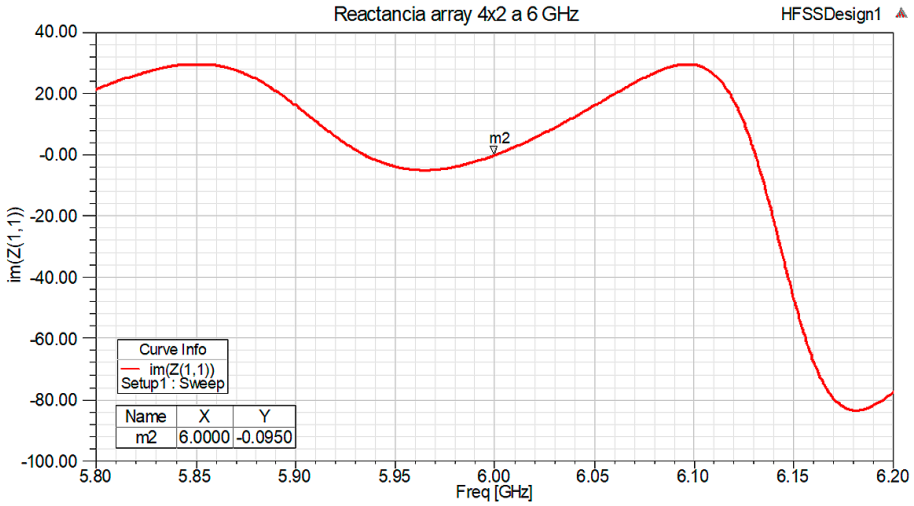


Figura 6.58: Reactancia para el array 4x2 a 6 GHz

6.9.3. Resistencia

La parte real de la impedancia ofrece un valor a la frecuencia de trabajo de 49.94 Ω.

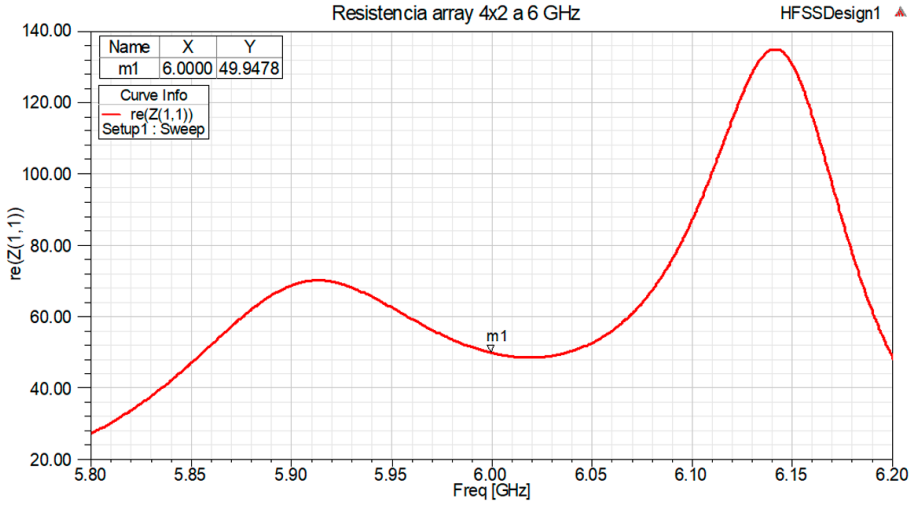


Figura 6.59: Resistencia para el array 4x2 a 6 GHz

6.9.4. Patrón de radiación

Como es corriente al aumentar la frecuencia, se ha notado un incremento de la directividad en los planos E y H con respecto a la misma configuración a 2.4 GHz, hasta llegar a los 15.56 dB. Se puede observar la asimetría presente en el plano E, la cual es debida tanto a la falta del otro conjunto de dos filas que harían el array simétrico, como, posiblemente, al acoplamiento de radiación entre los parches inferiores y las líneas de alimentación.

6.9.4.1. Plano E

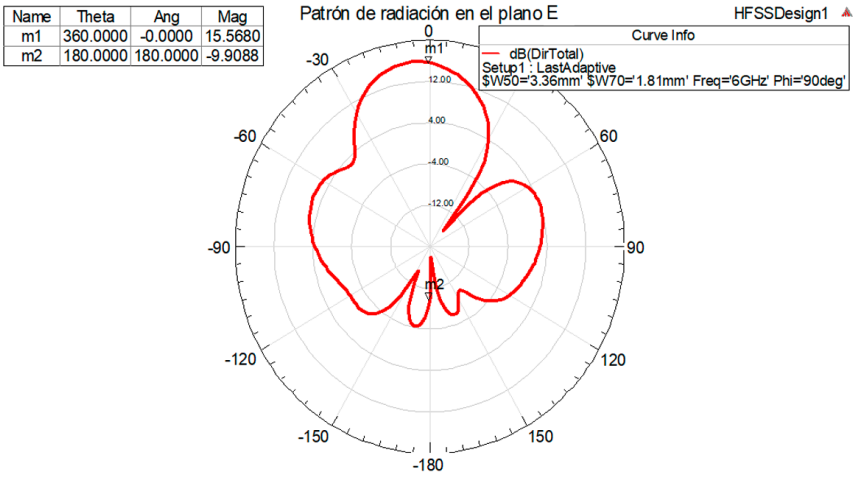


Figura 6.60: Radiación en el plano E para el array 4x2 a 6 GHz

6.9.4.2. Plano H

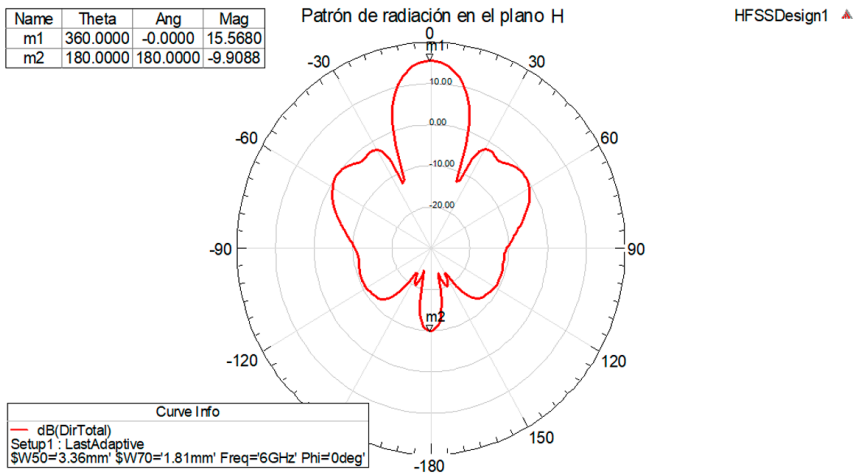
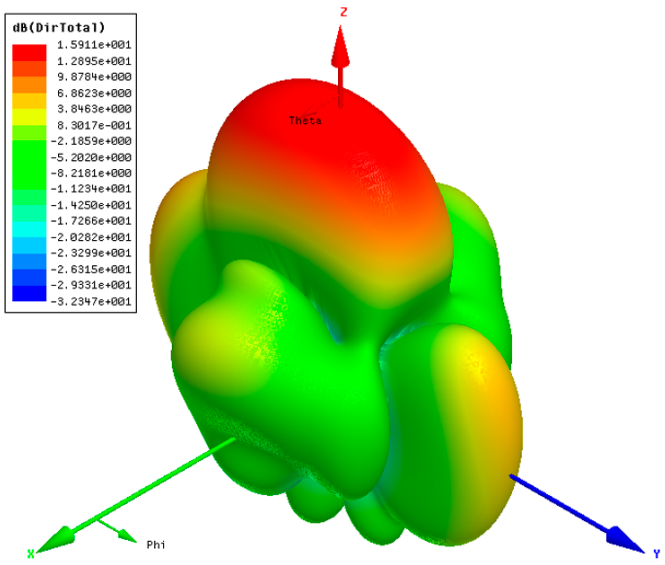


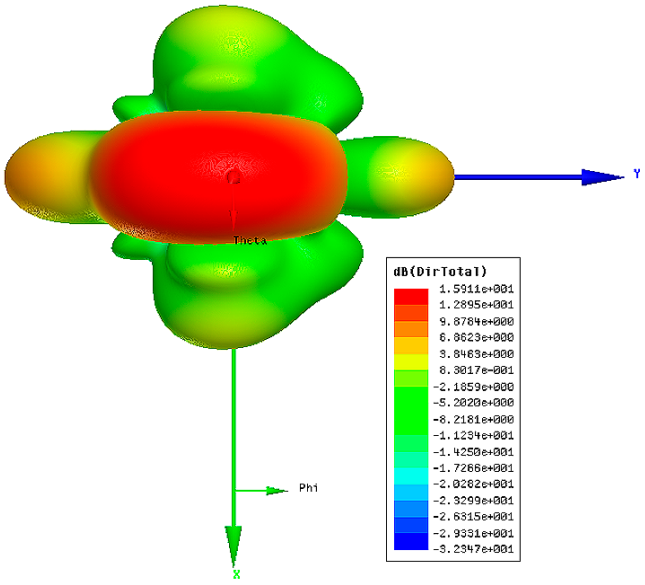
Figura 6.61: Radiación en el plano H para el array 4x2 a 6 GHz

6.9.5. Radiación 3D

En el diagrama de radiación 3D se puede observar, de nuevo, la complejidad del patrón de radiación. La gran cantidad de lóbulos presentes pueden ser una de las mayores pegas a esta configuración.



(a) Representación isométrica del diagrama de radiación 3D



(b) Representación superior del diagrama de radiación 3D

Figura 6.62: Radiación 3D para el array 4x2 a 6 GHz

6.9.6. Campo eléctrico

Finalmente, podemos observar la distribución de campos eléctricos en el parche.

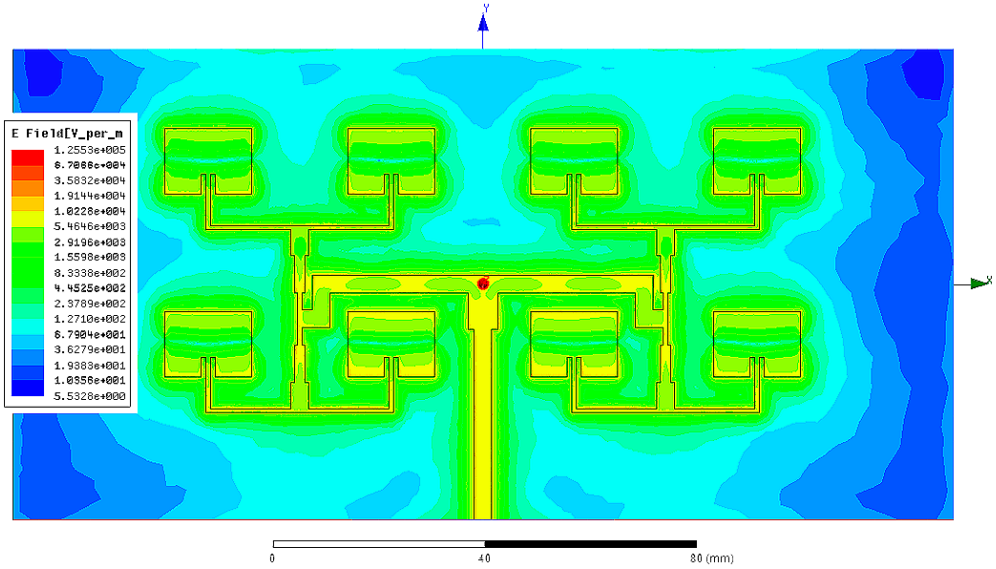


Figura 6.63: Distribución de campos eléctricos para el para el array 4x2 a 6 GHz

6.9.7. Resumen

Nos encontramos ante una de las configuraciones que mejores resultados ha proporcionado en su simulación. Con una de las mayores pérdidas de retorno así como una gran eficiencia de radiación y porcentaje de ancho de banda con respecto a la frecuencia de trabajo. Su directividad y relación delante/atrás también se hacen presentes con sus buenos valores obtenidos, pero por contra, la gran cantidad de lóbulos secundarios y el complejos patrón de radiación obtenido puede ser un inconveniente para ciertas aplicaciones.

En la tabla 6.9 se pueden observar un resumen de los parámetros característicos de la antena.

Parámetro	**Array 4x2 a 6 GHz**
S_{11}	-60.58 dB
Ancho de banda	257.8 MHz
Directividad	15.56 dB
Ganancia	15.43 dB
Eficiencia de radiación	89.7%
Relación delante/atrás	33.93 dB

Tabla 6.9: Parámetros característicos del array 4x2 a 6 GHz

6.10. Array 4x4 a 2.4 GHz

Para el array en configuración 4x4 a 2.4 GHz los resultados obtenidos son los siguientes:

6.10.1. Pérdidas de retorno

En cuanto a su curva de pérdidas de retorno del array 4x4 a 2.4 GHz, se puede observar un valor pico de -42.44 dB y un ancho de banda de 37.6 MHz, desde los 2.3815 GHz hasta los 2.4191 GHz, lo que equivale a un 1.56% de la frecuencia de trabajo.

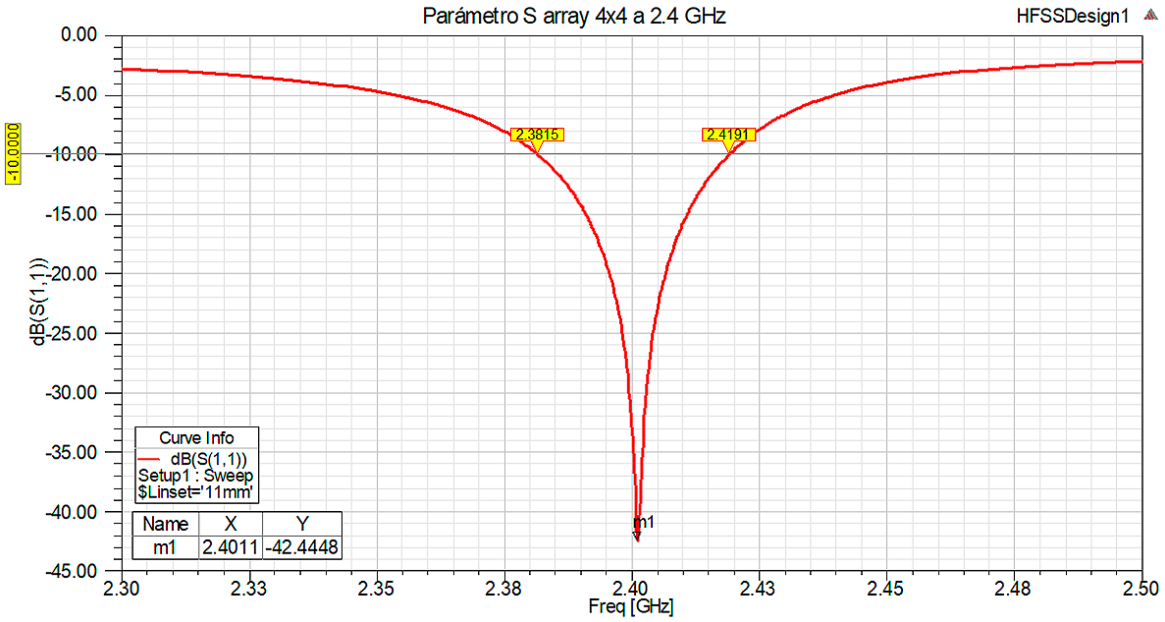


Figura 6.64: Parámetro S_{11} para el array 4x4 a 2.4 GHz

6.10.2. Reactancia

La curva de reactancia arroja un valor a la frecuencia de trabajo de 1.89 Ω.

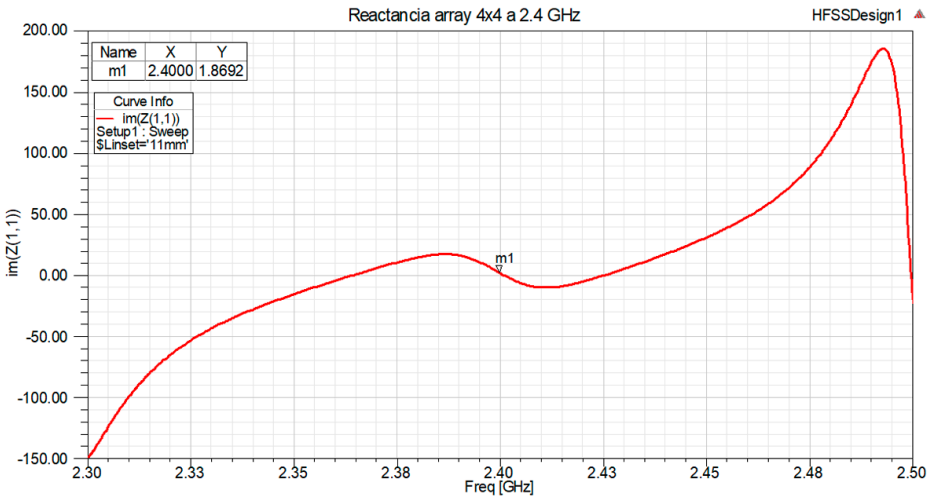


Figura 6.65: Reactancia para el array 4x4 a 2.4 GHz

6.10.3. Resistencia

La parte real de la impedancia ofrece un valor a la frecuencia de trabajo de 51.18 Ω.

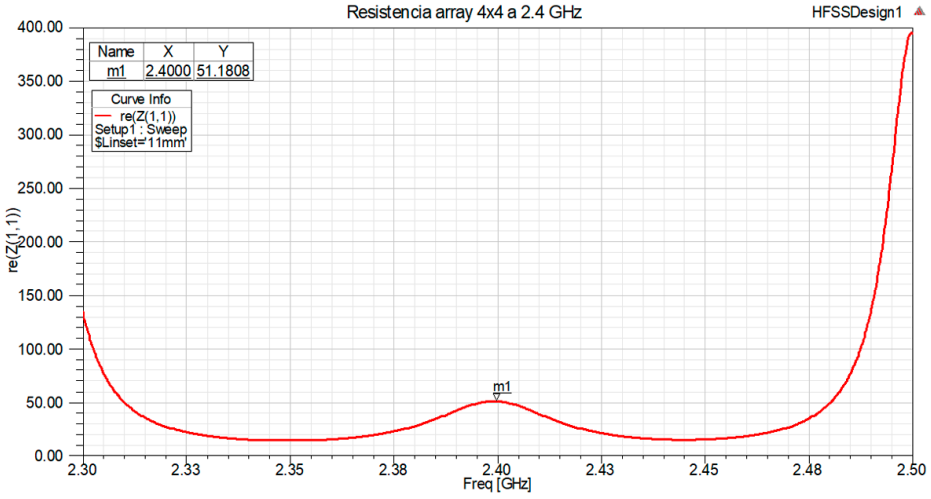


Figura 6.66: Resistencia para el array 4x4 a 2.4 GHz

6.10.4. Patrón de radiación

Al ser la configuración con mayor número de parches, se encuentra la mayor directividad entre los distintos arrays diseñados, la cual alcanza un valor en el ángulo de máxima radiación de 16.82 dB. En ambos planos se puede observar la aparición de lóbulos secundarios de poco valor de directividad, y dos lóbulos laterales de gran cobertura.

6.10.4.1. Plano E

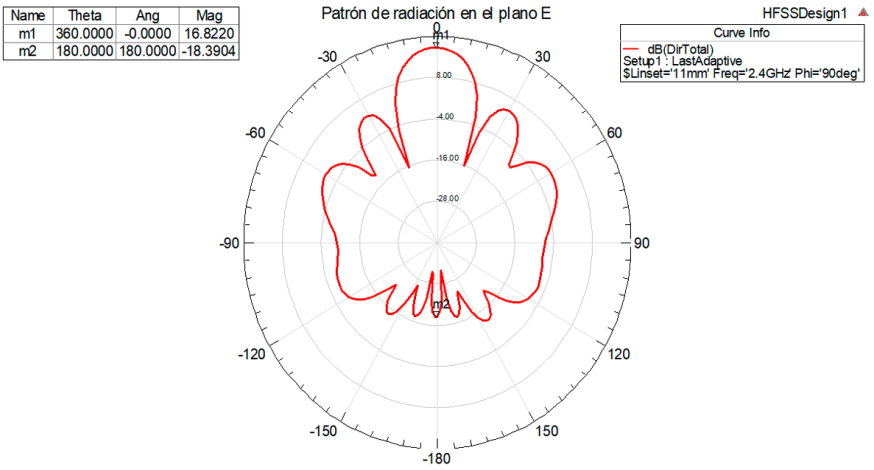


Figura 6.67: Radiación en el plano E para el array 4x4 a 2.4 GHz

6.10.4.2. Plano H

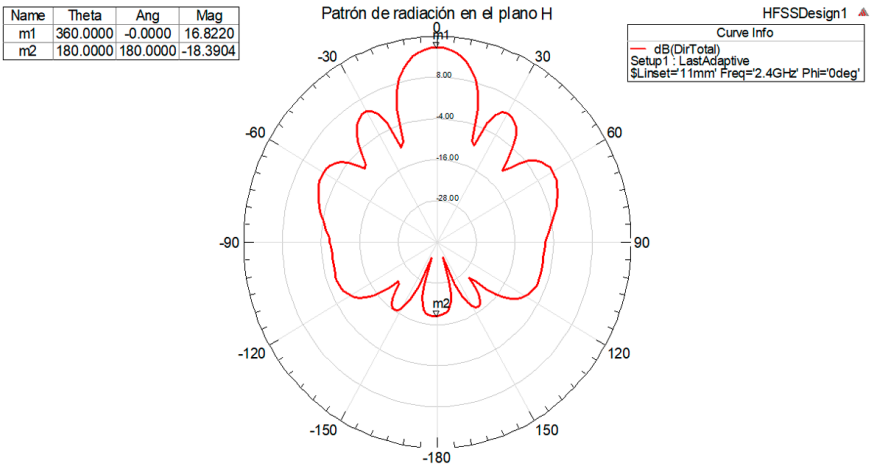
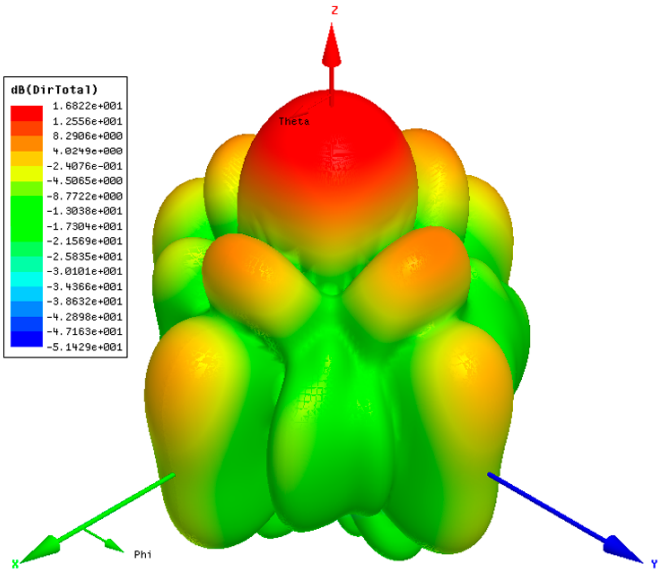


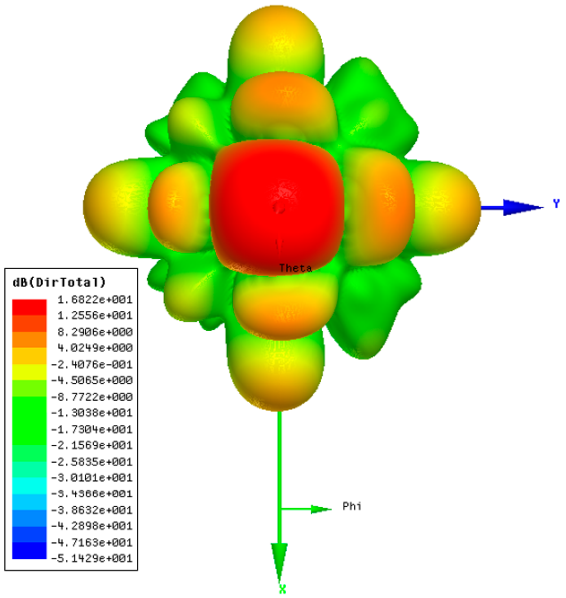
Figura 6.68: Radiación en el plano H para el array 4x4 a 2.4 GHz

6.10.5. Radiación 3D

El patrón de radiación 3D es muy irregular, destaca por la cantidad de lóbulos que se pueden encontrar. Por otro lado se puede observar su simetría entre planos.



(a) Representación isométrica del diagrama de radiación 3D



(b) Representación superior del diagrama de radiación 3D

Figura 6.69: Radiación 3D para el array 4x4 a 2.4 GHz

6.10.6. Campo eléctrico

Finalmente, podemos observar la distribución de campos eléctricos en el parche.

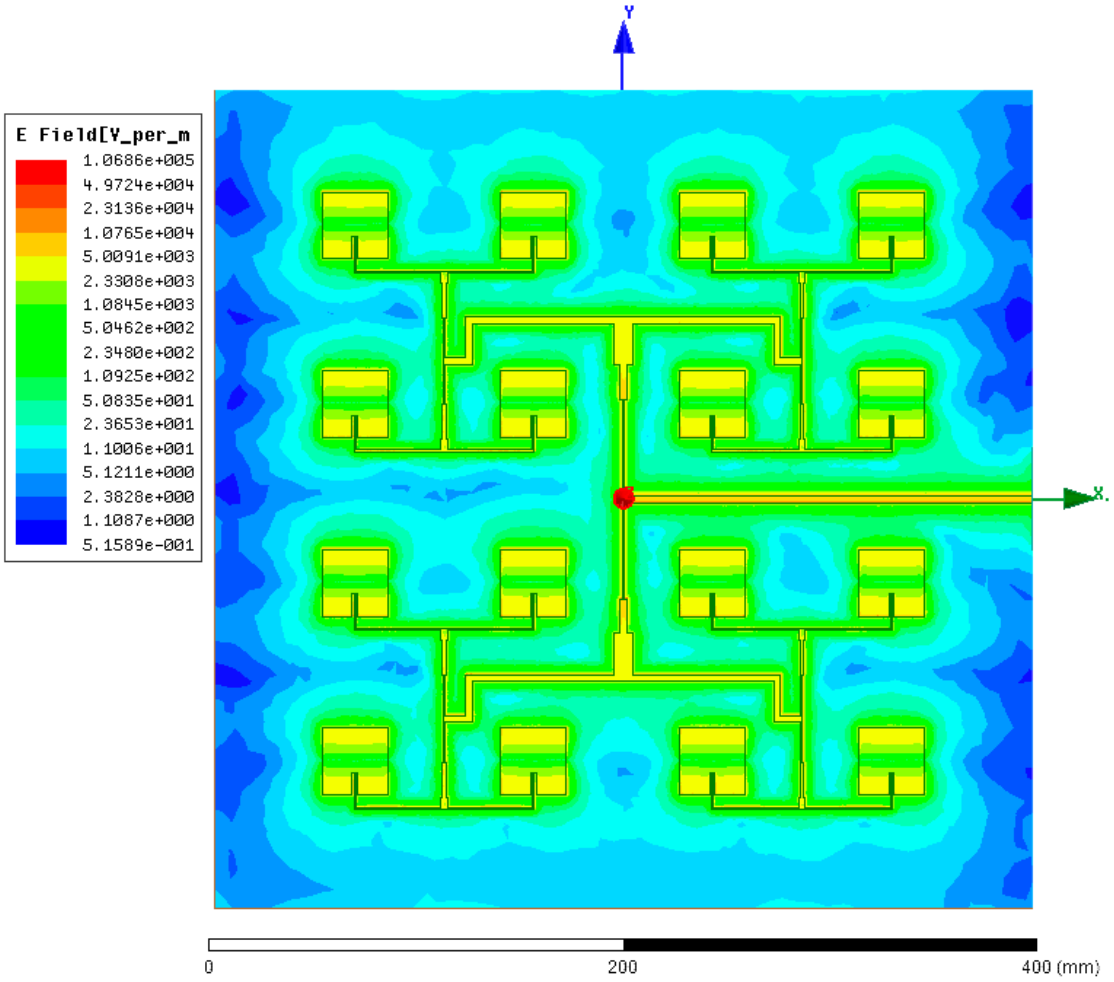


Figura 6.70: Distribución de campos eléctricos para el para el array 4x4 a 2.4 GHz

6.10.7. Resumen

Nos encontramos con una de las configuraciones más complejas de este proyecto y, aunque no destaque por la eficiencia del sistema, sí lo hace por su alta directividad conseguida, así como por su ancho de banda y capacidad de pérdidas de retorno.

En la tabla 6.10 se pueden observar un resumen de los parámetros característicos de la antena.

Parámetro	Array 4x4 a 2.4 GHz
S_{11}	-42.44 dB
Ancho de banda	37.6 MHz
Directividad	16.82 dB
Ganancia	15.84 dB
Eficiencia de radiación	79.9%
Relación delante/atrás	35.21 dB

Tabla 6.10: Parámetros característicos del array 4x4 a 2.4 GHz

6.11. Array 4x4 a 6 GHz

Para el array en configuración 4x4 a 6 GHz los resultados obtenidos son los siguientes:

6.11.1. Pérdidas de retorno

En cuanto a su curva de pérdidas de retorno del array 4x4 a 6 GHz, se puede observar un valor pico de -27.55 dB y un ancho de banda de 104.7 MHz, desde los 5.9442 GHz hasta los 6.0489 GHz, lo que equivale a un 1.74% de la frecuencia de trabajo.

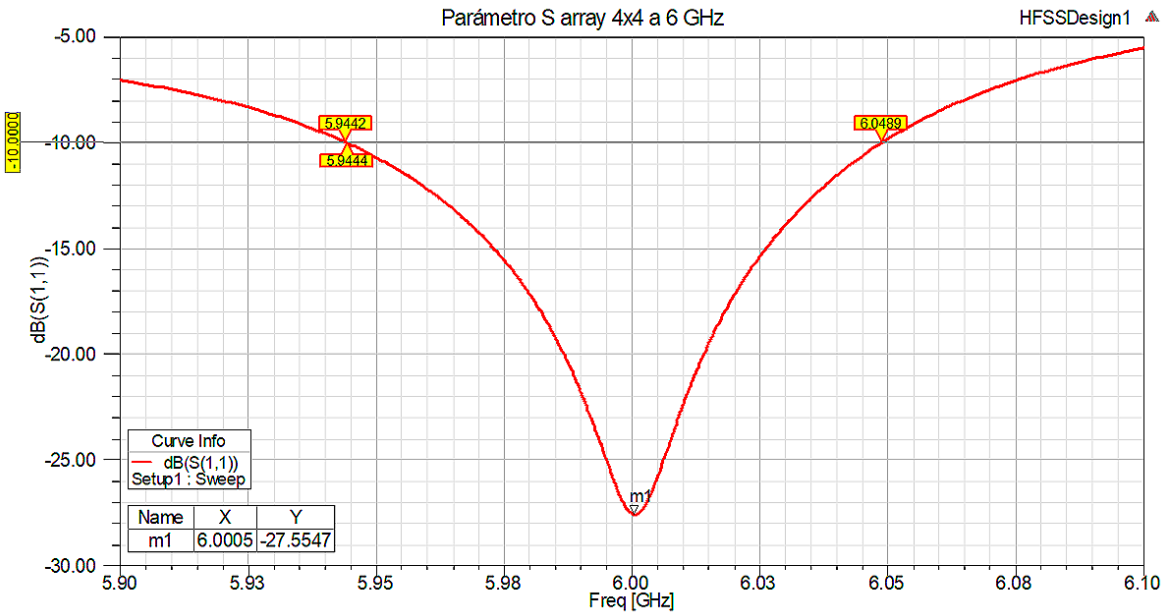


Figura 6.71: Parámetro S_{11} para el array 4x4 a 6 GHz

6.11.2. Reactancia

La curva de reactancia arroja un valor a la frecuencia de trabajo de -0.63 Ω.

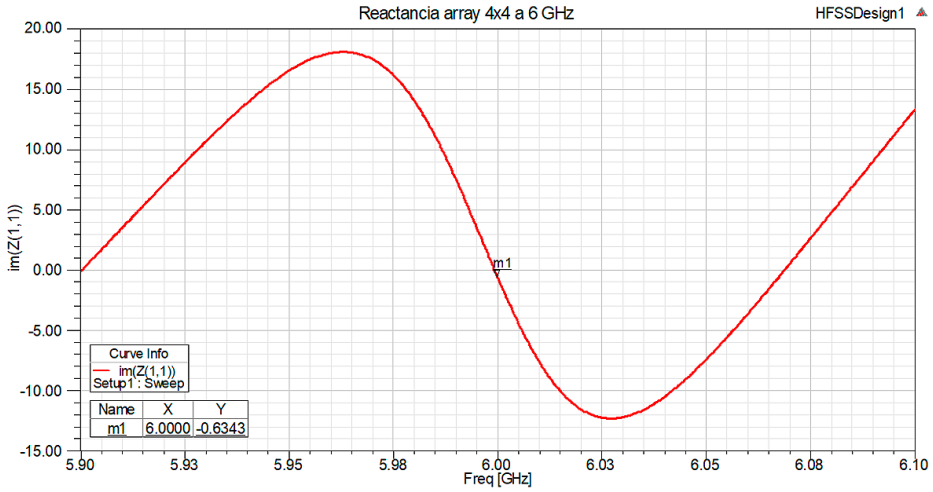


Figura 6.72: Reactancia para el array 4x4 a 6 GHz

6.11.3. Resistencia

La parte real de la impedancia ofrece un valor a la frecuencia de trabajo de 54.34 Ω.

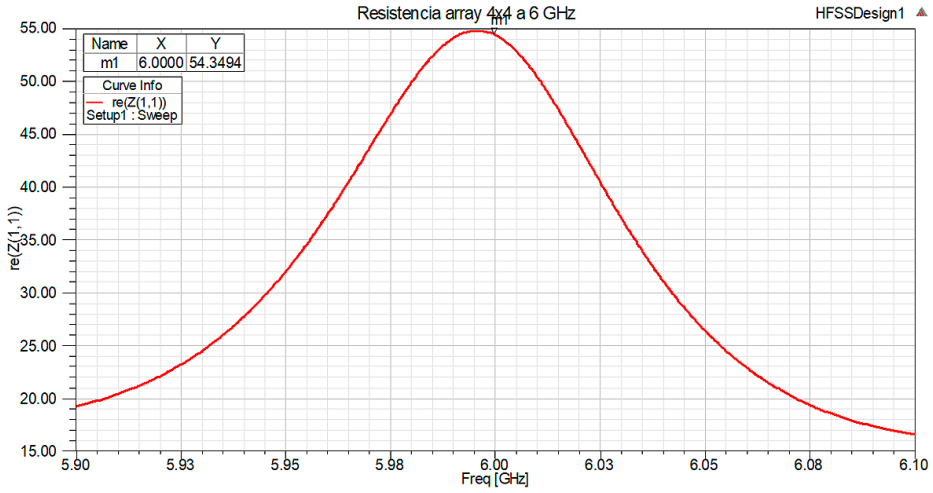


Figura 6.73: Resistencia para el array 4x4 a 6 GHz

6.11.4. Patrón de radiación

En el plano H de radiación encontramos un patrón caracterizado por su lóbulo principal y poca directividad en los lóbulos laterales así como la difusión de los lóbulos secundarios y traseros que si encontrábamos en la configuración 4x4 a 2.4 GHz. Por otra parte, en el plano E encontramos un patrón bastante irregular probablemente debido a la influencia de la línea de transmisión sobre la radiación de la antena.

6.11.4.1. Plano E

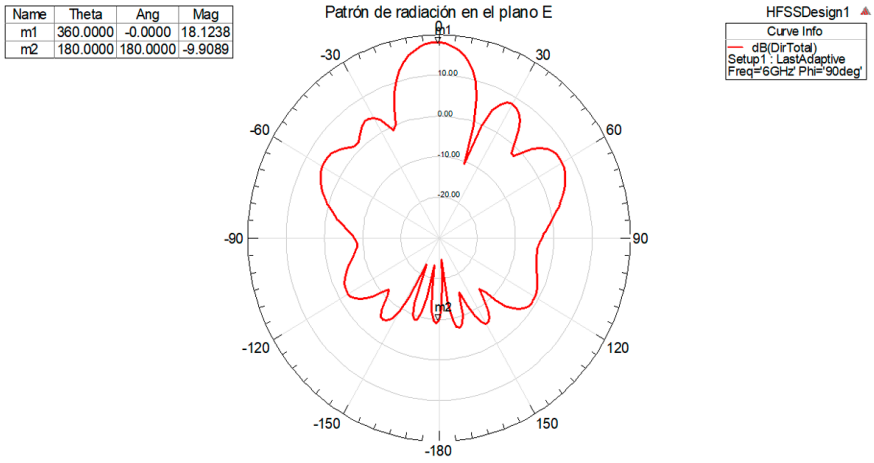


Figura 6.74: Radiación en el plano E para el array 4x4 a 6 GHz

6.11.4.2. Plano H

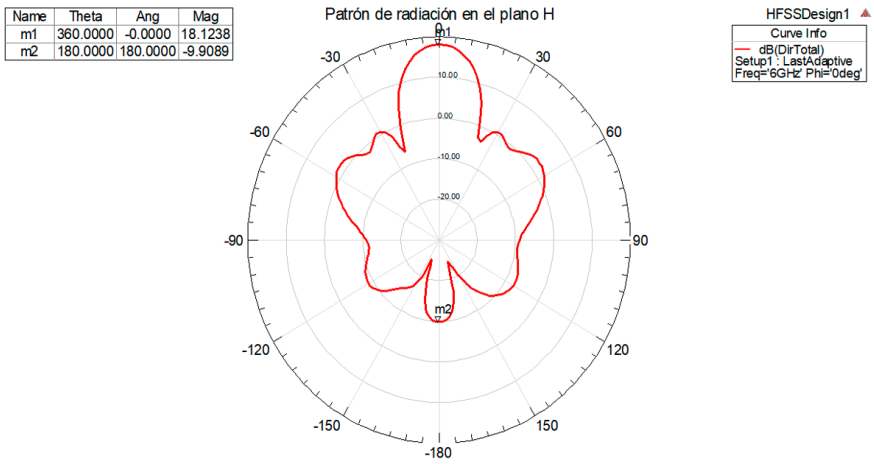
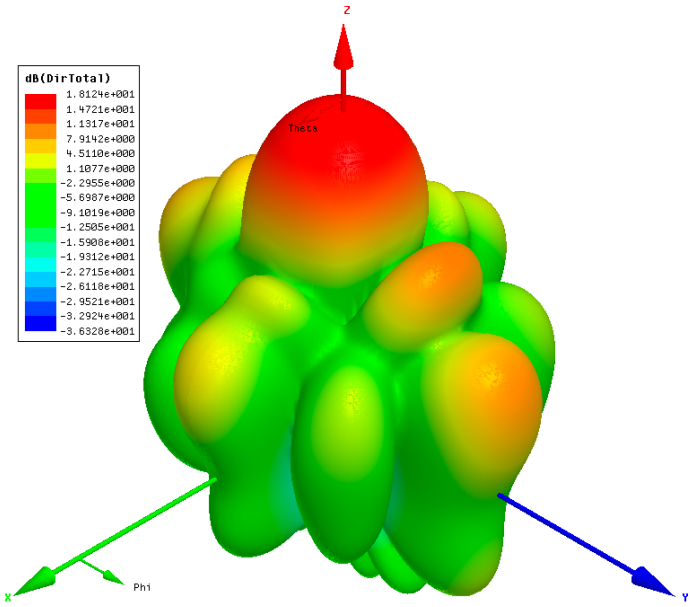


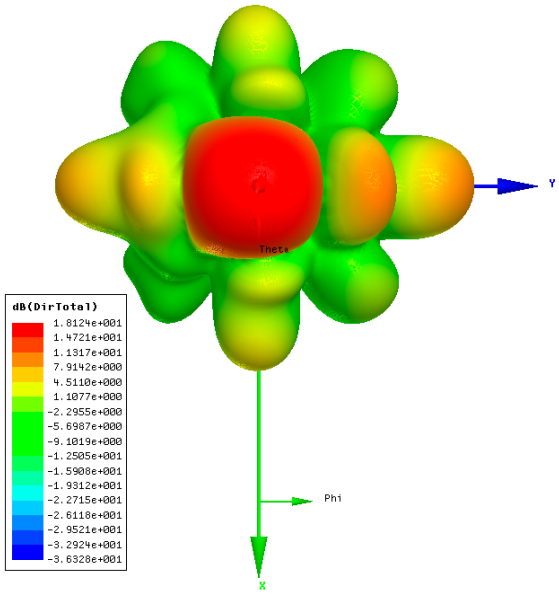
Figura 6.75: Radiación en el plano H para el array 4x4 a 6 GHz

6.11.5. Radiación 3D

En el patrón de radiación 3D sí se pueden observar la cantidad de lóbulos laterales que posee la antena así como la predominancia de la directividad del lóbulo principal.



(a) Representación isométrica del diagrama de radiación 3D



(b) Representación superior del diagrama de radiación 3D

Figura 6.76: Radiación 3D para el array 4x4 a 6 GHz

6.11.6. Campo eléctrico

Finalmente, podemos observar la distribución de campos eléctricos en el parche.

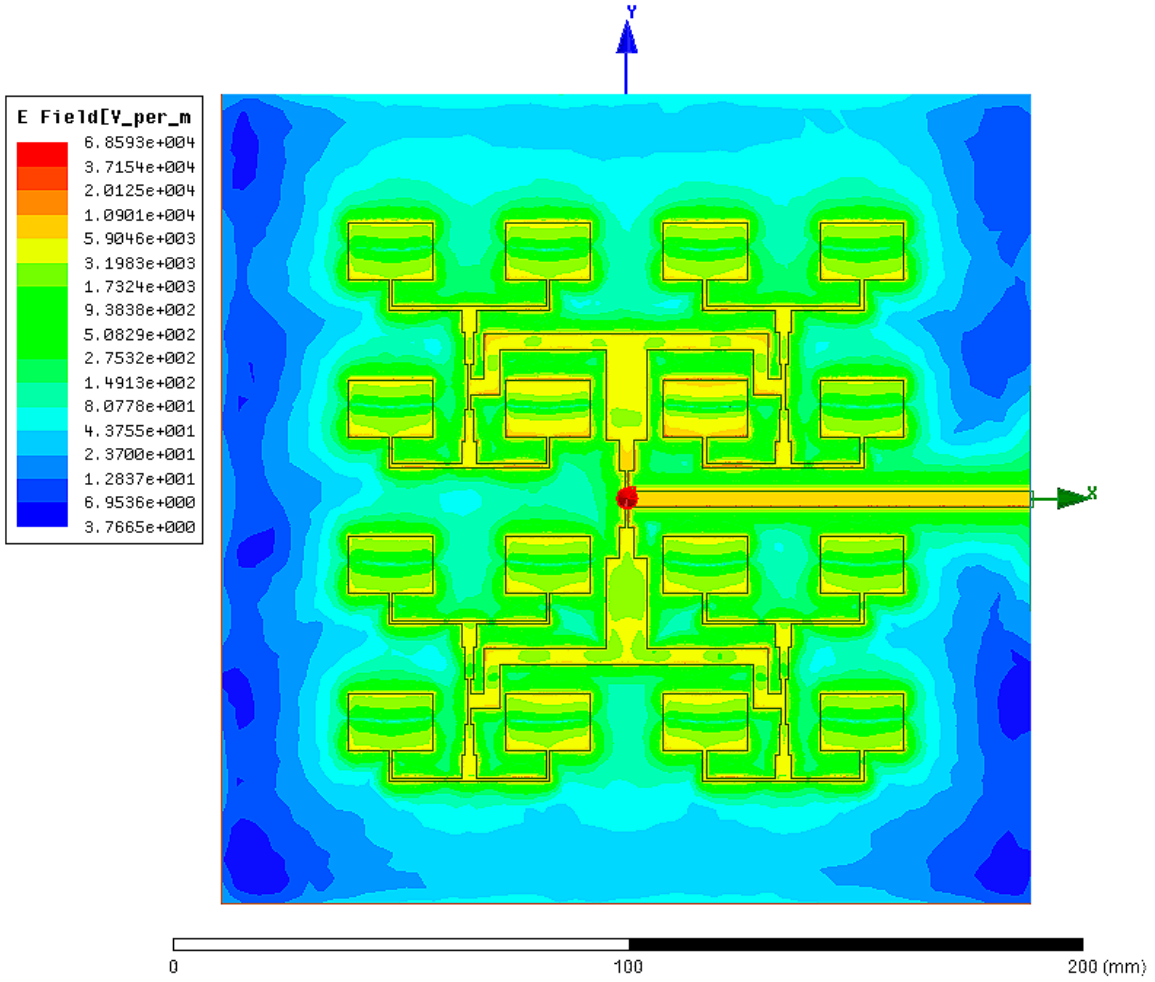


Figura 6.77: Distribución de campos eléctricos para el para el array 4x4 a 6 GHz

6.11.7. Resumen

Esta última configuración diseñada posee una buena eficiencia de radiación, en comparación a la obtenida para su diseño a 2.4 GHz. El ancho de banda, entra dentro del rango a esperar dentro de los 6 GHz, y la directividad obtenida es la más alta obtenida a lo largo del proyecto, lo que nos puede brindar buenos resultados en ciertas aplicaciones.

En la tabla 6.11 se pueden observar un resumen de los parámetros característicos de la antena.

Parámetro	Array 4x4 a 6 GHz
S_{11}	-27.55 dB
Ancho de banda	104.7 MHz
Directividad	18.12 dB
Ganancia	17.28 dB
Eficiencia de radiación	82.53%
Relación delante/atrás	28.03 dB

Tabla 6.11: Parámetros característicos del array 4x4 a 6 GHz

6.12. Parche Simple a 27 GHz

Para el parche simple a 27 GHz los resultados obtenidos son los siguientes:

6.12.1. Pérdidas de retorno

Comenzaremos analizando la curva de pérdidas de retorno o Parámetro S_{11} del parche simple a 27 GHz, donde se puede observar un valor pico de -34.53 dB y un ancho de banda de 651.6 MHz, desde los 26.6904 GHz hasta los 27.342 GHz, lo que equivale a un 2.41% de la frecuencia de trabajo.

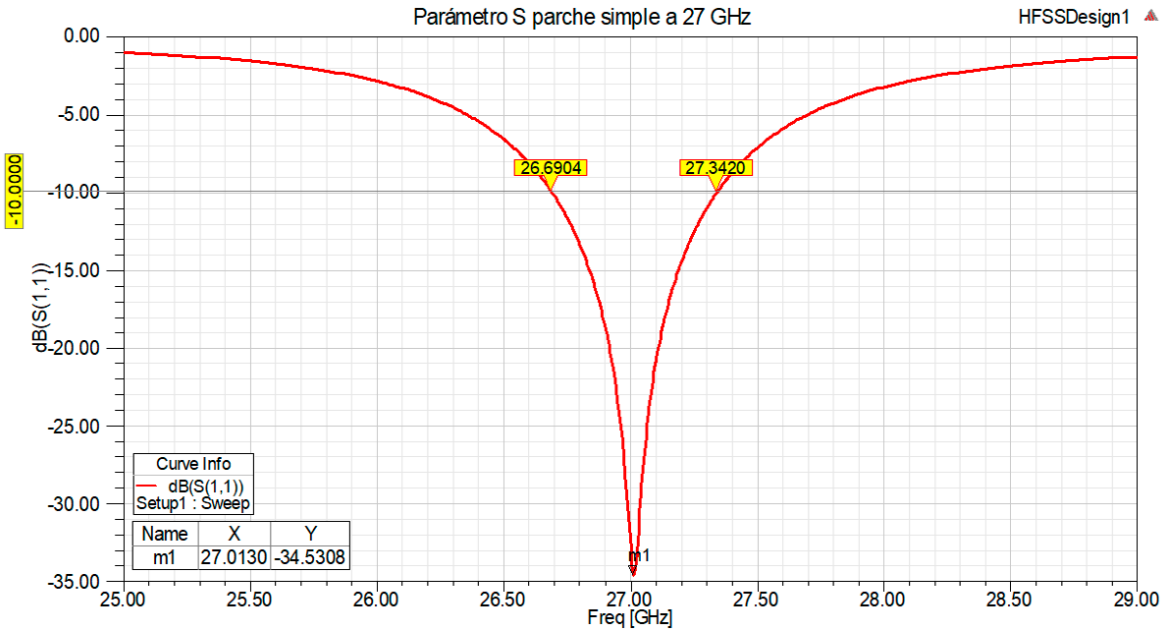


Figura 6.78: Parámetro S_{11} para el parche simple a 27 GHz

6.12.2. Reactancia

La curva de reactancia arroja un valor a la frecuencia de trabajo de -0.31 Ω.

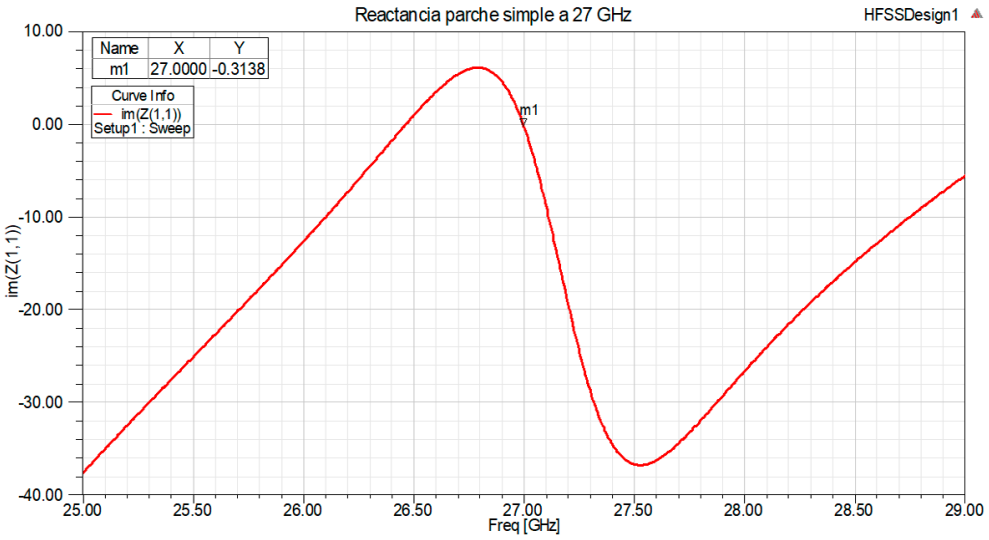


Figura 6.79: Reactancia para el parche simple a 27 GHz

6.12.3. Resistencia

La parte real de la impedancia ofrece un valor a la frecuencia de trabajo de 47.77 Ω.

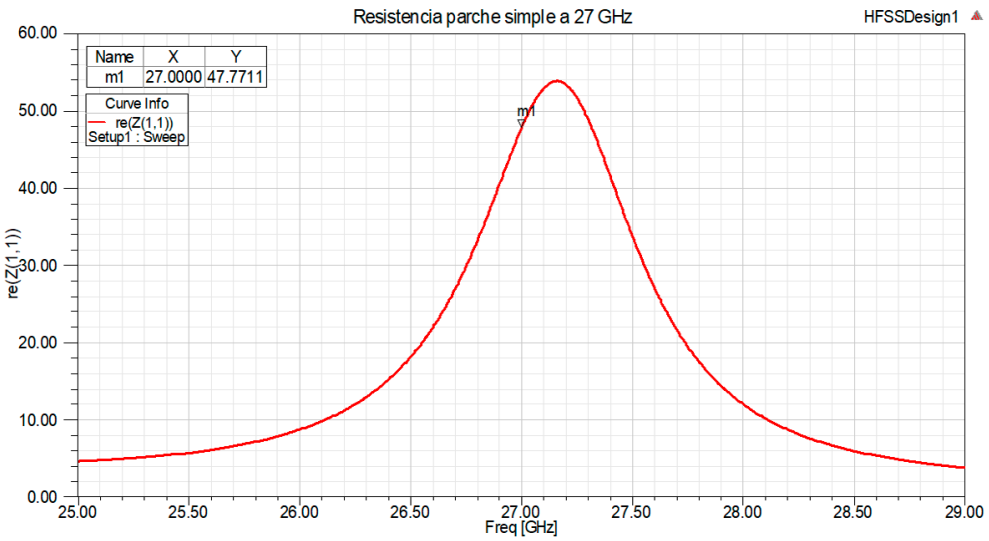


Figura 6.80: Resistencia para el parche simple a 27 GHz

6.12.4. Patrón de radiación

En el patrón de radiación se observa el mismo comportamiento que obteníamos con los parches simples a 2.4 y 6 GHz, es decir, patrones completamente omnidireccionales para los planos superiores de la antena.

6.12.4.1. Plano E

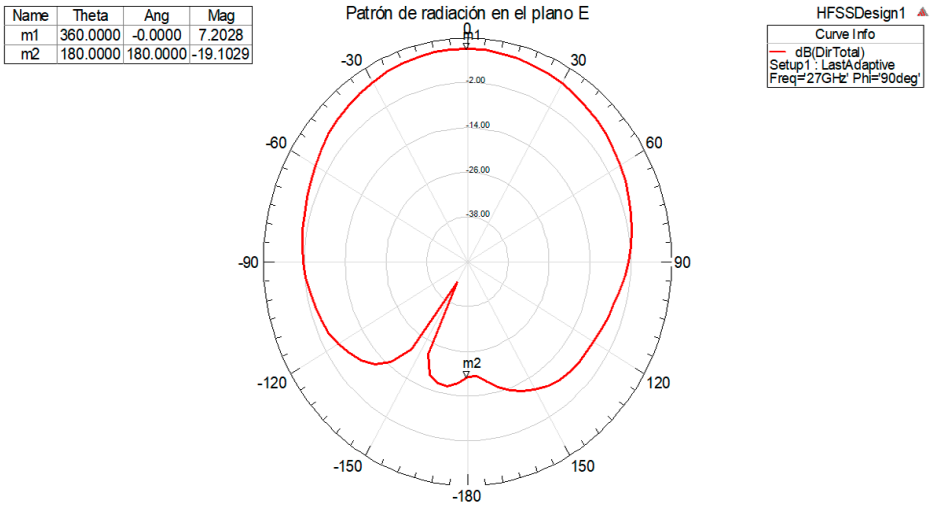


Figura 6.81: Radiación en el plano E para el parche simple a 27 GHz

6.12.4.2. Plano H

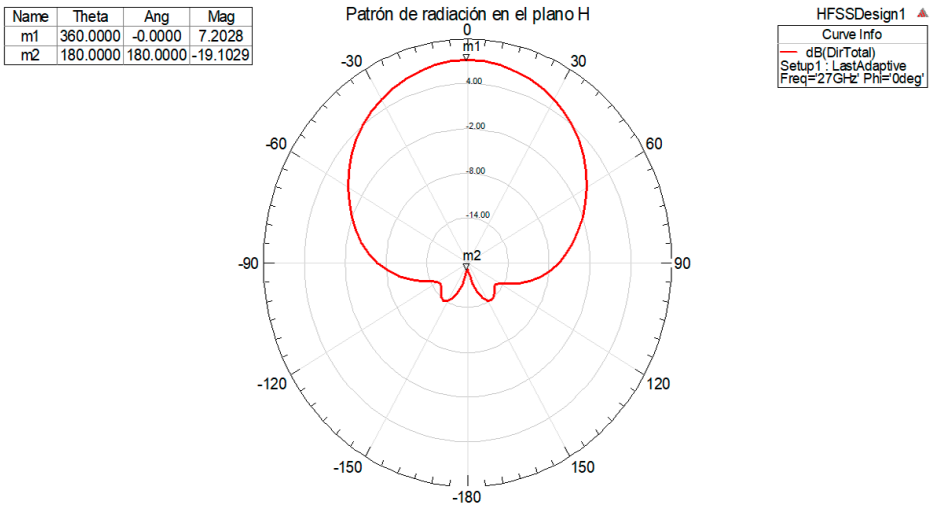
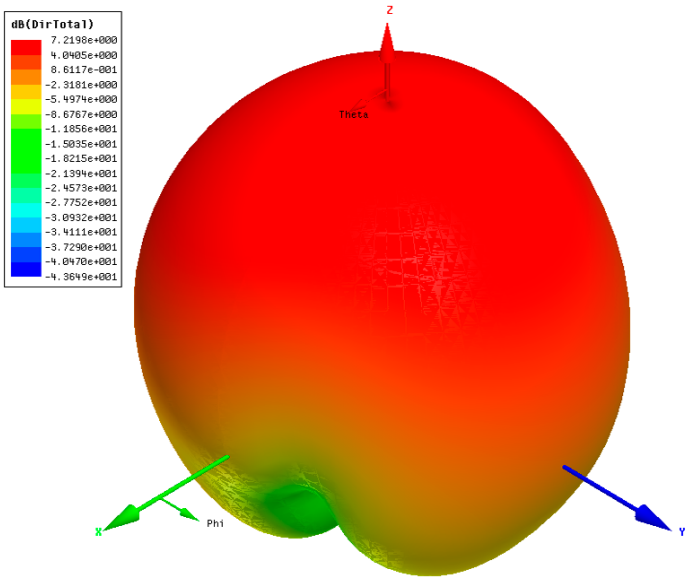


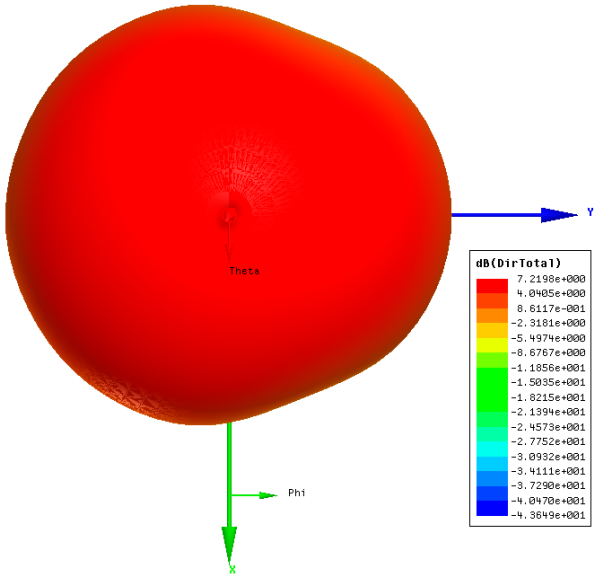
Figura 6.82: Radiación en el plano H para el parche simple a 27 GHz

6.12.5. Radiación 3D

A la hora de analizar el diagrama 3D, se puede observar el conjunto omnidireccional del sistema, pero con pequeñas deformidades probablemente debidas a efectos de interferencia con la línea de alimentación.



(a) Representación isométrica del diagrama de radiación 3D



(b) Representación superior del diagrama de radiación 3D

Figura 6.83: Radiación 3D para el parche simple a 27 GHz

6.12.6. Campo eléctrico

Finalmente, podemos observar la distribución de campos eléctricos en el parche.

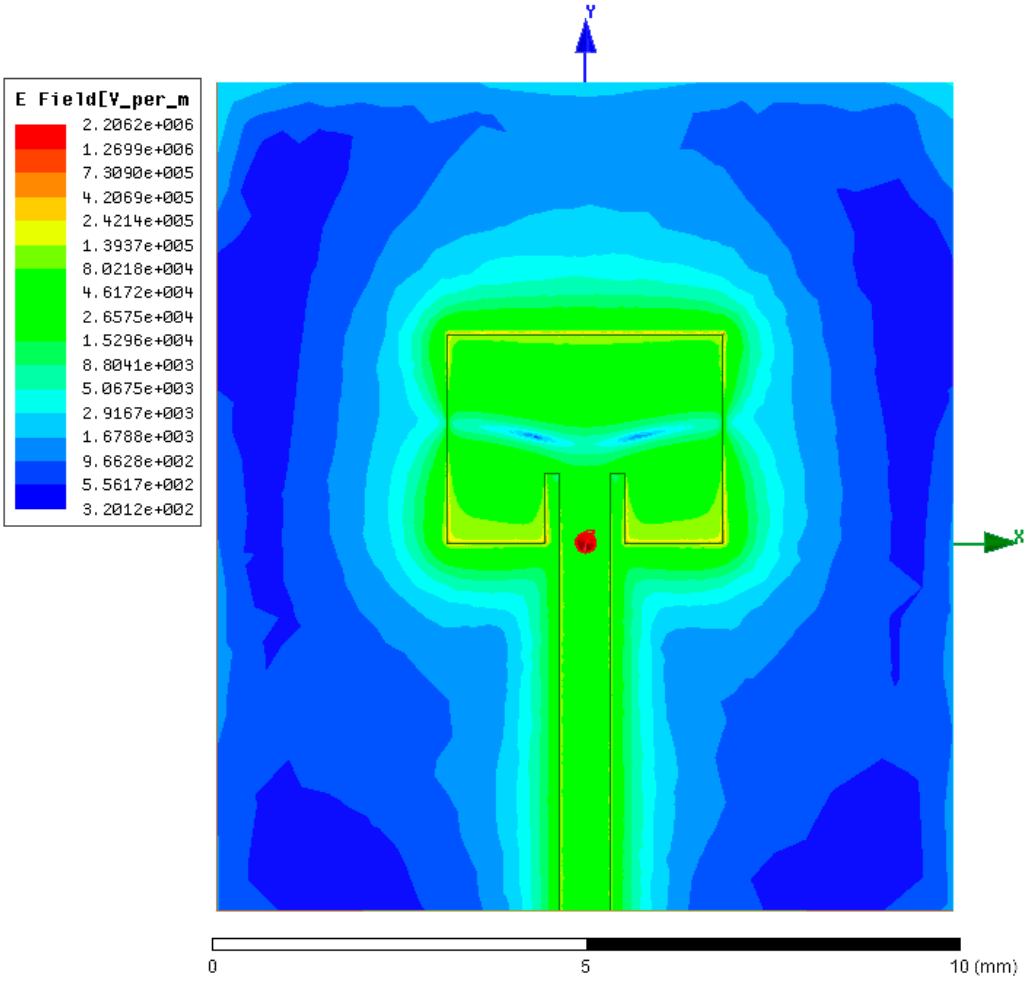


Figura 6.84: Distribución de campos eléctricos para el parche simple a 27 GHz

6.12.7. Resumen

En este parche simple a 27 GHz volvemos a recordar los resultados obtenidos para las respectivas configuraciones de 2.6 y 6 GHz. Aunque se pueda observar que el ancho de banda es mucho mayor a los de estas configuraciones, se mantiene en la relación esperada sobre el 2.4% de la frecuencia de trabajo. Se ha ganado en relación delante/atrás y la eficiencia de radiación obtenida esta sobre las mas altas de las antenas estudiadas.

En la tabla 6.12 se pueden observar un resumen de los parámetros característicos de la antena.

Parámetro	Parche simple 27 GHz
S_{11}	-34.53 dB
Ancho de banda	651.6 MHz
Directividad	7.2 dB
Ganancia	6.99 dB
Eficiencia de radiación	95.06%
Relación delante/atrás	26.63 dB

Tabla 6.12: Parámetros característicos del parche único microstrip a 27 GHz

6.13. Array 2x1 a 27 GHz

Para el array 2x1 a 27 GHz los resultados obtenidos son los siguientes:

6.13.1. Pérdidas de retorno

Comenzaremos analizando la curva de pérdidas de retorno o Parámetro S_{11} del Array 2x1 a 27 GHz, donde se puede observar un valor pico de -31.04 dB y un ancho de banda de 613.1 MHz, desde los 26.68 GHz hasta los 27.2931 GHz, lo que equivale a un 2.27% de la frecuencia de trabajo.

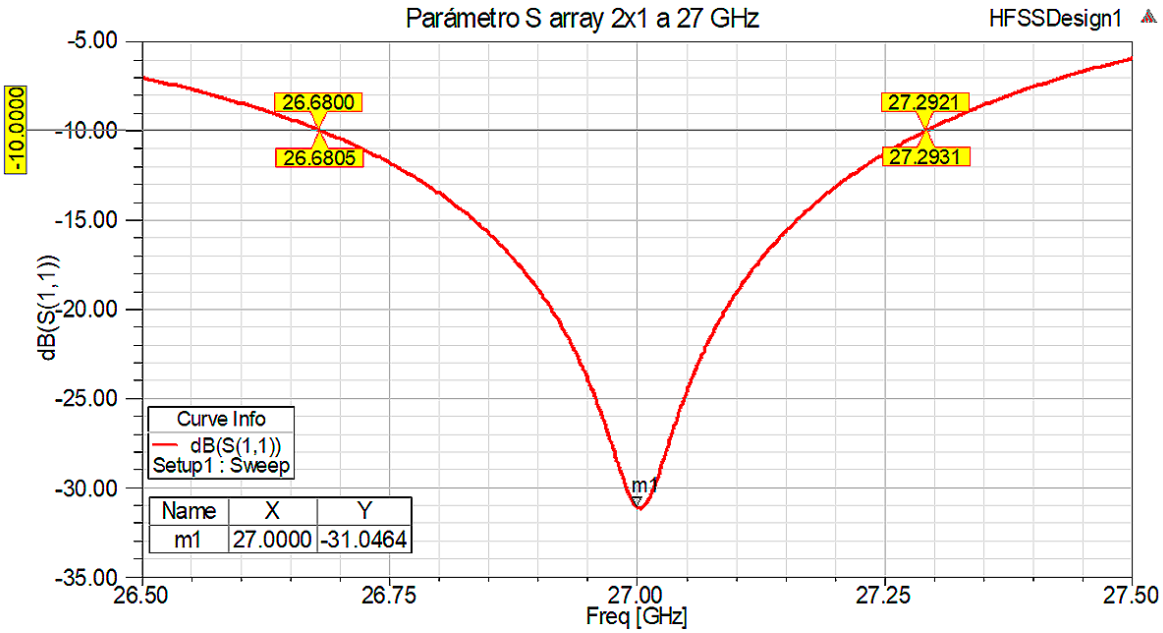


Figura 6.85: Parámetro S_{11} para el Array 2x1 a 27 GHz

6.13.2. Reactancia

La curva de reactancia arroja un valor a la frecuencia de trabajo de -0.82 Ω.

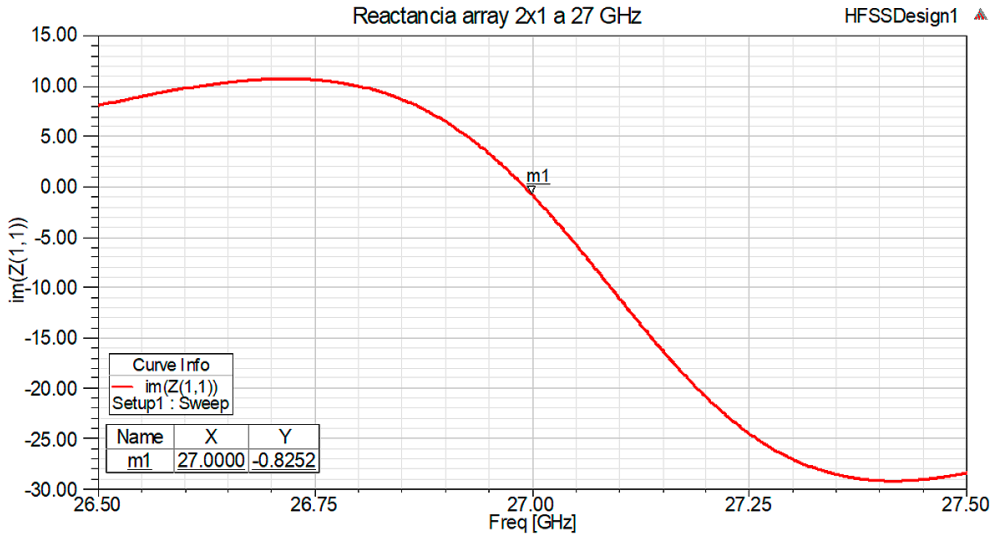


Figura 6.86: Reactancia para el Array 2x1 a 27 GHz

6.13.3. Resistencia

La parte real de la impedancia ofrece un valor a la frecuencia de trabajo de 47.39 Ω.

Figura 6.87: Resistencia para el Array 2x1 a 27 GHz

6.13.4. Patrón de radiación

El patrón de radiación se caracteriza en su plano H por poseer una gran directividad, de 10.55 dB, para su lóbulo principal así como una correcta simetría de este. En el plano E se observa un comportamiento omnidireccional debido a la no existencia de parches que realicen interferencia sobre la señal emitida.

6.13.4.1. Plano E

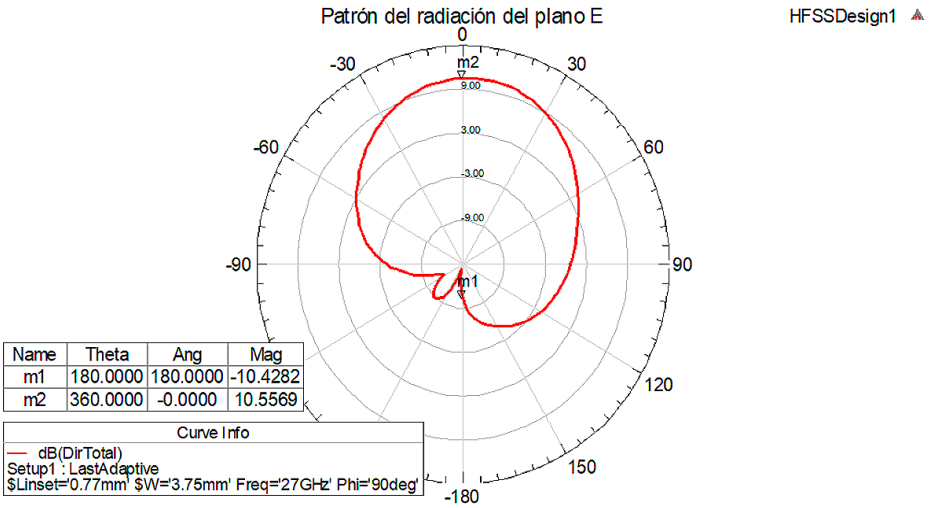


Figura 6.88: Radiación en el plano E para el Array 2x1 a 27 GHz

6.13.4.2. Plano H

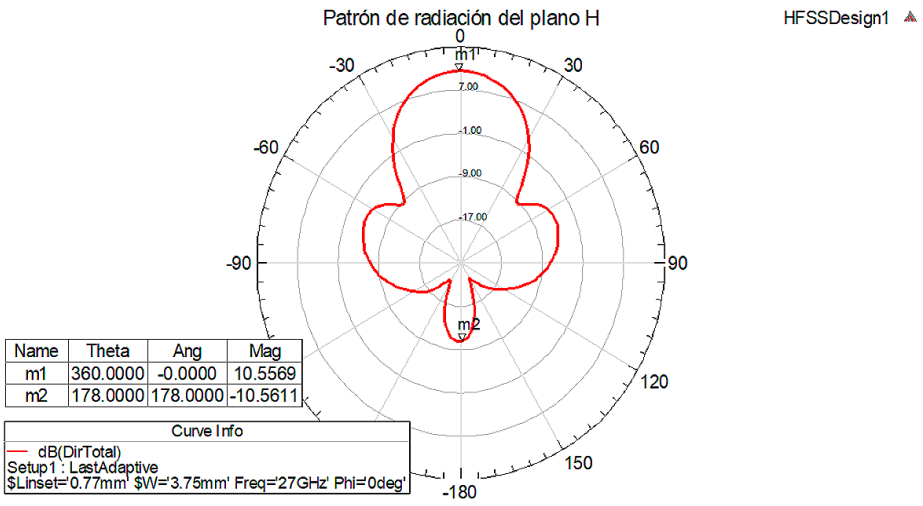
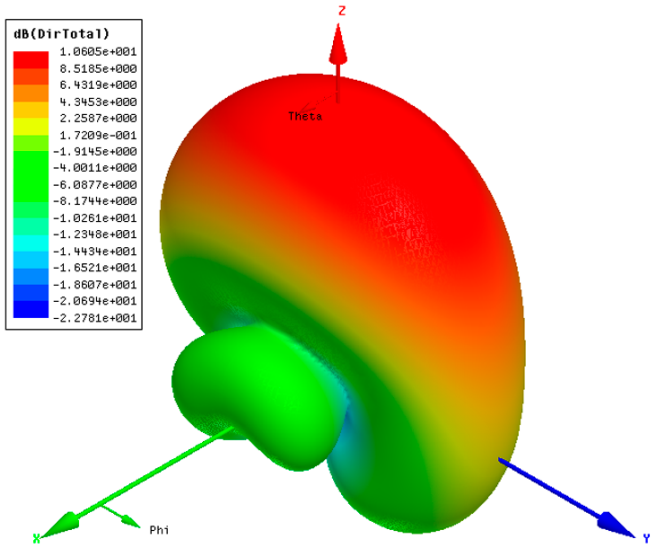


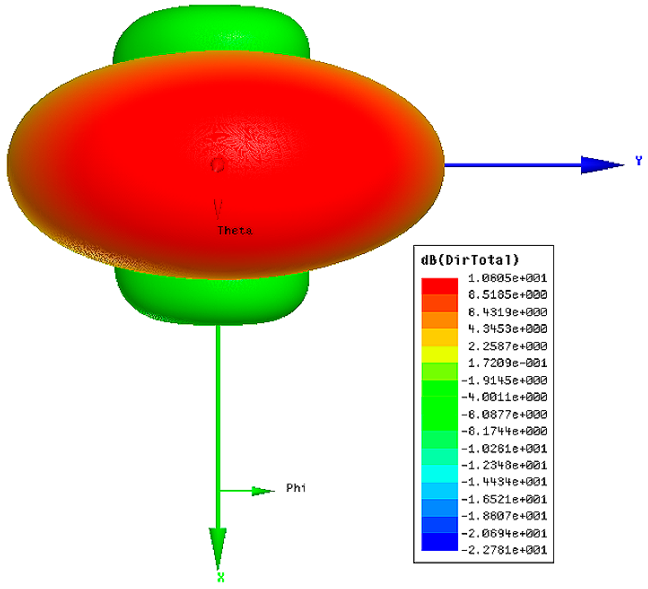
Figura 6.89: Radiación en el plano H para el Array 2x1 a 27 GHz

6.13.5. Radiación 3D

A pesar de la existencia de los lóbulos laterales normalmente presentes en este tipo de configuraciones, el patrón de radiación de esta antena es bastante simétrico y con una directividad apreciable.



(a) Representación isométrica del diagrama de radiación 3D



(b) Representación superior del diagrama de radiación 3D

Figura 6.90: Radiación 3D para el Array 2x1 a 27 GHz

6.13.6. Campo eléctrico

Finalmente, podemos observar la distribución de campos eléctricos en el parche.

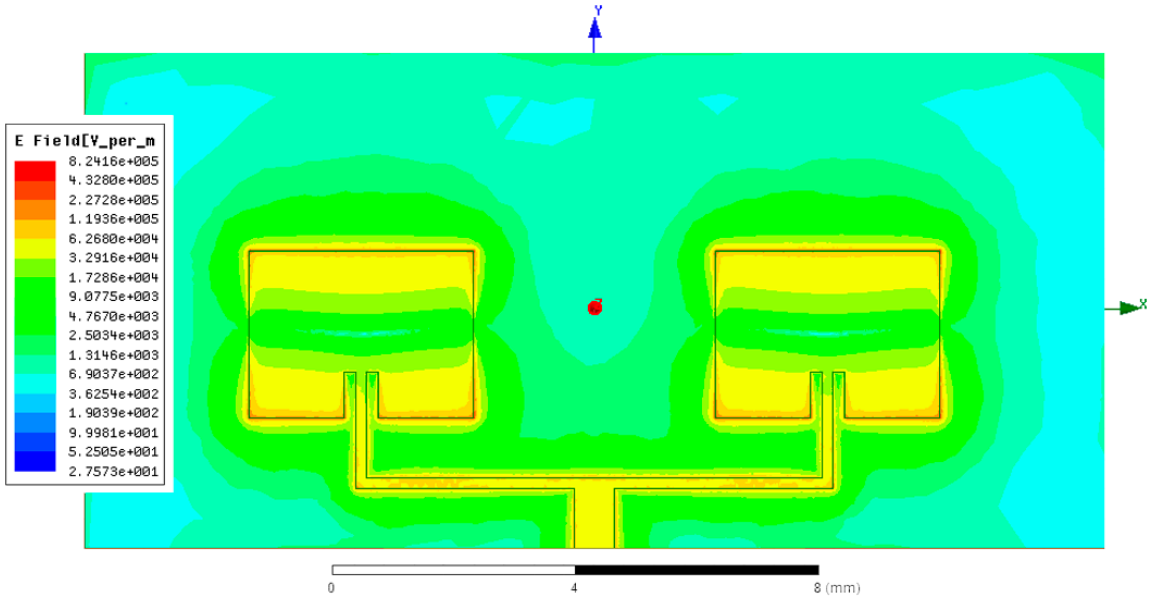


Figura 6.91: Distribución de campos eléctricos para el Array 2x1 a 27 GHz

6.13.7. Resumen

En este Array 2x1 a 27 GHz encontramos un comportamiento en la línea con sus respectivos a las otras frecuencias de funcionamiento diseñadas. Pero con un aumento significativo de la eficiencia de radiación, y muy parecido en porcentaje de ancho de banda con la configuración a 6 GHz. La poca influencia de los lóbulos laterales pueden hacer esta antena muy útil y eficiente para muchas aplicaciones.

En la tabla 6.13 se pueden observar un resumen de los parámetros característicos de la antena.

Parámetro	Array 2x1 27 GHz
S_{11}	-31.04 dB
Ancho de banda	613.1 MHz
Directividad	10.99 dB
Ganancia	10.34 dB
Eficiencia de radiación	94.23%
Relación delante/atrás	22.40 dB

Tabla 6.13: Parámetros característicos del Array 2x1 a 27 GHz

6.14. Array 2x2 a 27 GHz

Para el array 2x2 a 27 GHz los resultados obtenidos son los siguientes:

6.14.1. Pérdidas de retorno

La curva de pérdidas de retorno o Parámetro S_{11} del Array 2x2 a 27 GHz, donde se puede observar un valor pico de -33.37 dB y un ancho de banda de 590.8 MHz, desde los 26.7024 GHz hasta los 27.2932 GHz, lo que equivale a un 2.18% de la frecuencia de trabajo.

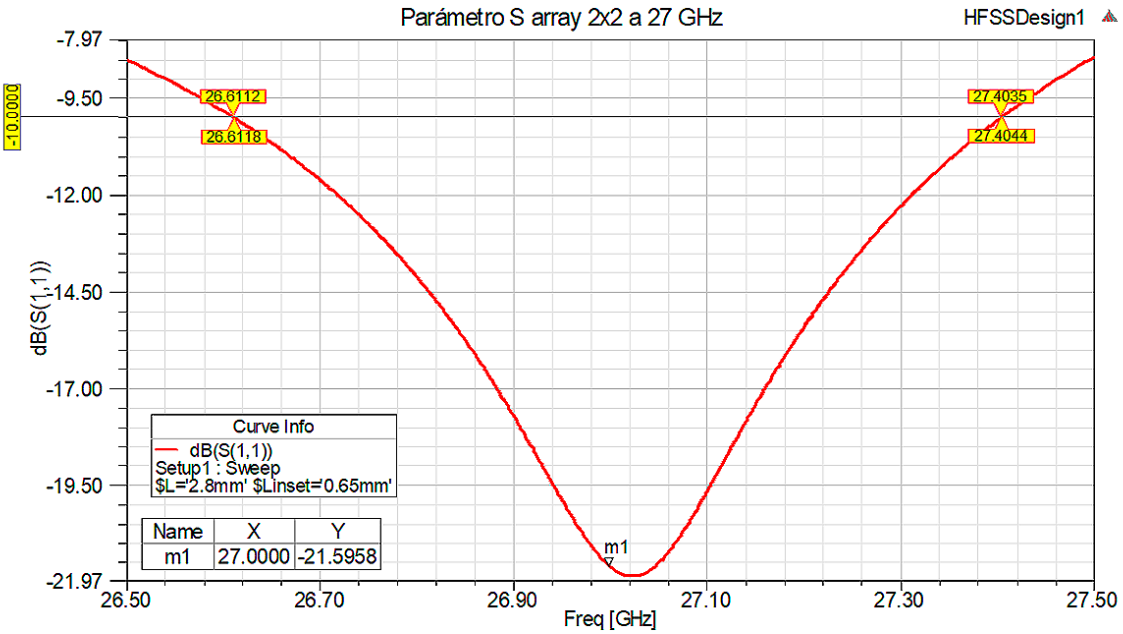


Figura 6.92: Parámetro S_{11} para el Array 2x2 a 27 GHz

6.14.2. Reactancia

La curva de reactancia arroja un valor a la frecuencia de trabajo de 1.74 Ω.

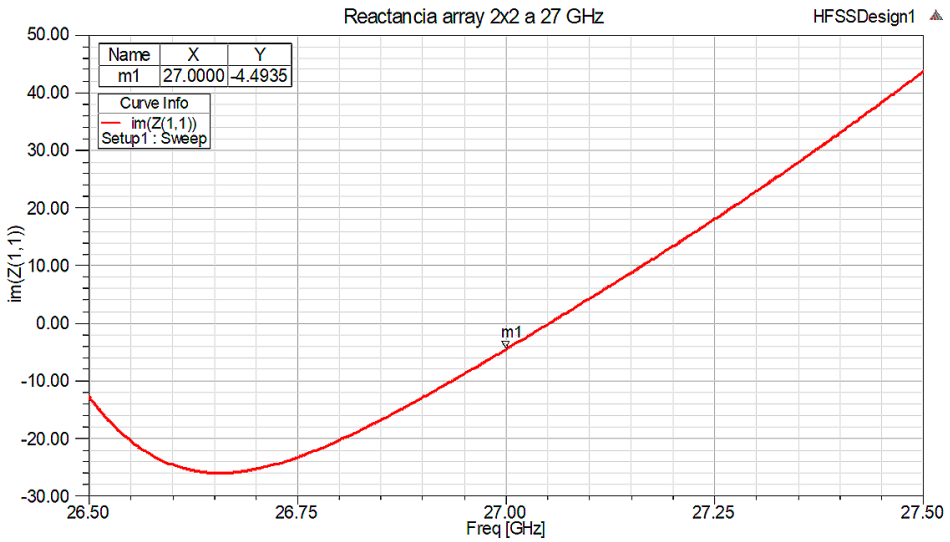


Figura 6.93: Reactancia para el Array 2x2 a 27 GHz

6.14.3. Resistencia

La parte real de la impedancia ofrece un valor a la frecuencia de trabajo de 51.15 Ω.

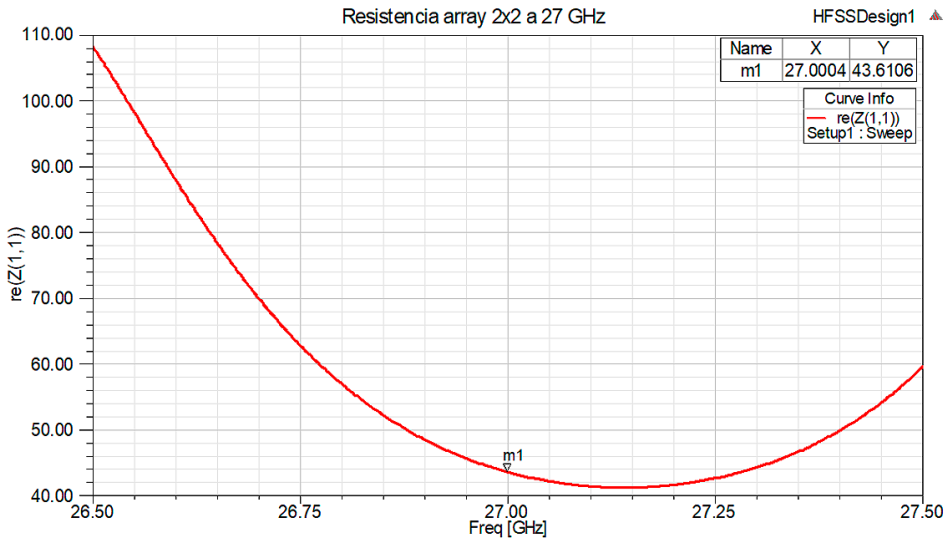


Figura 6.94: Resistencia para el Array 2x2 a 27 GHz

6.14.4. Patrón de radiación

Ambos patrones de radiación presentan severas asimetrías. Se entiende que son producidas debido a las influencias con las líneas de alimentación, muchas de ellas con dimensiones incluso mayores a las del propio parche, en las que, a estas frecuencias tan altas, puedan resonar como parches independientes.

6.14.4.1. Plano E

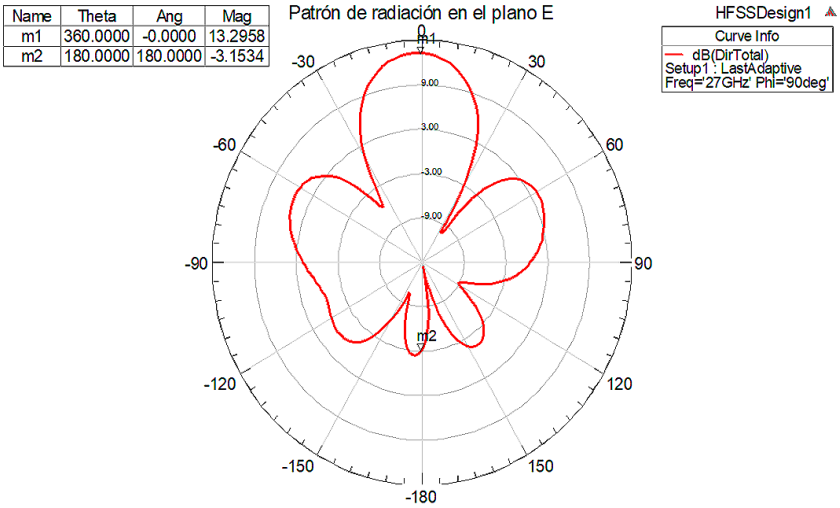


Figura 6.95: Radiación en el plano E para el Array 2x2 a 27 GHz

6.14.4.2. Plano H

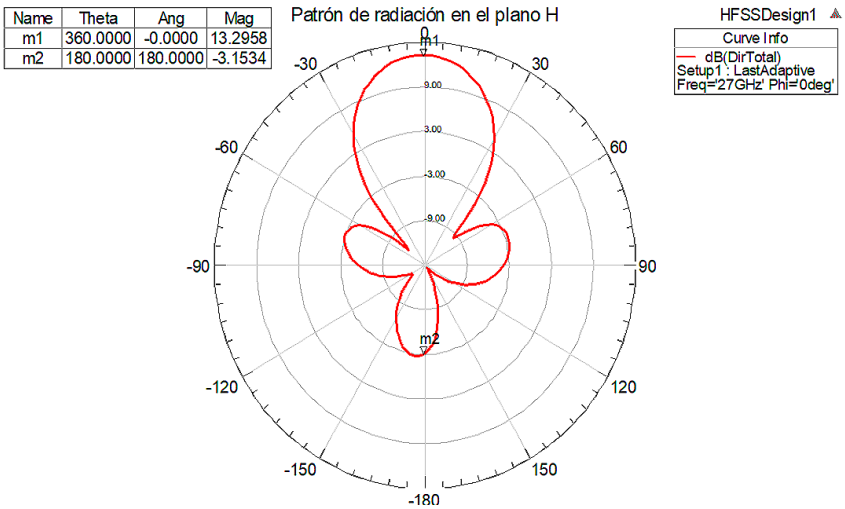
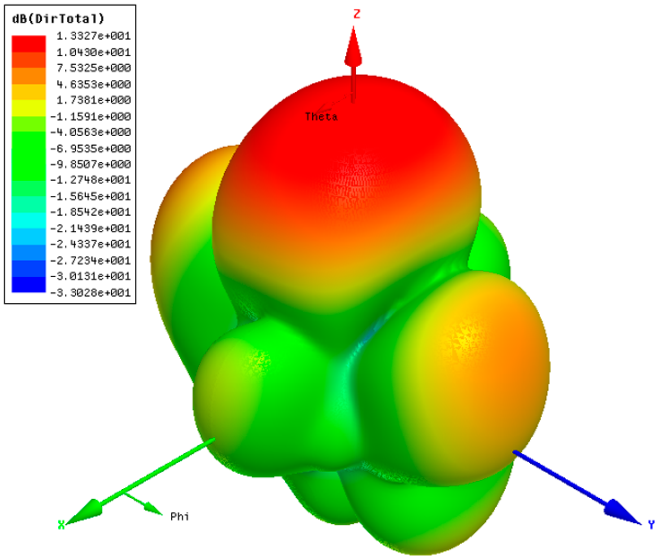


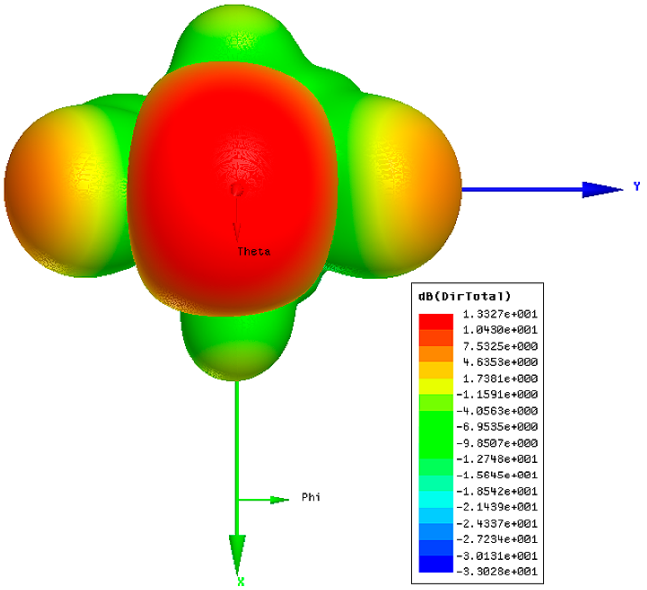
Figura 6.96: Radiación en el plano H para el Array 2x2 a 27 GHz

6.14.5. Radiación 3D

Se puede suponer cual es la forma básica que debería tener una configuración 2x2, teniendo en cuenta el estudio realizado a la antena de 2.4 GHz en la sección 6.4.5. En este caso, se observan deformidades, que dejan mucho que desear sobre el patrón de radiación de esta antena.



(a) Representación isométrica del diagrama de radiación 3D



(b) Representación superior del diagrama de radiación 3D

Figura 6.97: Radiación 3D para el Array 2x2 a 27 GHz

6.14.6. Campo eléctrico

Finalmente, podemos observar la distribución de campos eléctricos en el parche.

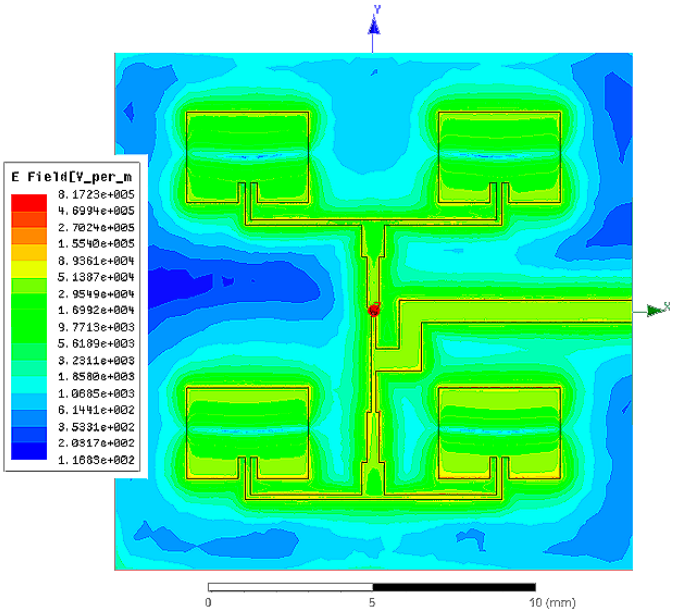


Figura 6.98: Distribución de campos eléctricos para el Array 2x2 a 27 GHz

6.14.7. Resumen

El Array 2x2 a 27 GHz se ha caracterizado por poseer una buena eficiencia de radiación, así como sus pérdidas de retorno y su directividad. Pero ha dejado mucho que desear respecto a sus patrón de radiación, el cual ha presentado diversas anomalías, no presentes en la misma configuración para otras frecuencias. Se ha de tener en cuenta que sólo para esta configuración, se han aplicado unas modificaciones especiales.

En el momento de diseñar la antena y ver los resultados, se observó como, al diseñar el array con una separación entre los parches inferiores y superiores de $0.7\Lambda_0$, existía mucho acoplo de energía entre la línea de alimentación principal y el parche inferior derecho. Es por esto que se decidió aumentar el valor de la distancia de separación vertical a $0.9\Lambda_0$, de forma que aún se evitaba la formación de *grating lobes*, y a la vez se conseguían mejores resultados simulados evitando el acoplo entre las líneas.

En la tabla 6.14 se pueden observar un resumen de los parámetros característicos de la antena.

Parámetro	Array 2x2 27 GHz
S_{11}	-21.59 dB
Ancho de banda	792.4 MHz
Directividad	13.29 dB
Ganancia	12.93 dB
Eficiencia de radiación	91.37%
Relación delante/atrás	17.23 dB

Tabla 6.14: Parámetros característicos del parche único microstrip a 27 GHz

7. Conclusiones y líneas futuras

Para finalizar este proyecto de final de carrera, se mencionarán las principales conclusiones obtenidas a lo largo del desarrollo del proyecto así como unas posibles recomendaciones o líneas futuras aplicables a cualquier persona que, en un futuro, desee seguir la senda del desarrollo de antenas microstrip y arrays de estas.

En primer lugar, veo necesario volver a mencionar la importancia de la tecnología trabajada durante el proyecto en la sociedad, y aun más importante en la nueva década que va a dar comienzo en breves. Los seres humanos se encuentran en un constante proceso de comunicación con las personas y el medio que los rodea. Este proceso, ha ido evolucionando y mejorando con el paso del tiempo hasta el día de hoy, donde nos es imposible imaginar una vida sin los beneficios que nos ha ofrecido la tecnología tanto en materia de comunicación como en productividad, entretenimiento o seguridad. En la mayoría de los casos ya tenemos asumida la integración de la tecnología en nuestra vida, por lo que no vemos los elementos que la hacen posible, y es aquí donde hago hincapié en resaltar la importancia de las antenas en todo este proceso, los verdaderos emisores y receptores del proceso de comunicación electrónico.

El proceso de diseño y desarrollo de nuevas antenas no ha cesado desde la invención de Marconi en 1895 hasta el día de hoy, donde grandes empresas dedican sus esfuerzos en diseñar antenas más eficientes, de bajo consumo e impacto ambiental, inteligentes, y con capacidad de brindar el proceso de comunicación a miles de personas a la vez. Entre las muchas tecnologías diferentes de antenas, las tratadas en este proyecto, las antenas microstrip, han sido desde su invención en la década de 1950, una de las tecnologías más importantes gracias a su versatilidad, eficiencia, precio de fabricación, tamaño y prestaciones, y su uso seguirá vigente en las nuevas generaciones de comunicación como es el 5G, cuyo despliegue de infraestructura está previsto para completarse entre 2020 y 2021.

Aunque en esta nueva generación de comunicaciones móviles, muchas de las bases y especificaciones ya hayan sido establecidas, queda por llevar a cabo el proceso de adaptación de la tecnología de radio comunicaciones existente a las nuevas especificaciones requeridas por el estándar. Es aquí donde este proyecto de final de carrera intenta aportar su granito de arena mediante el diseño de antenas capaces de funcionar a frecuencias como los 27 GHz previstos para esta nueva generación móvil, así como otras frecuencias útiles en tecnologías ya establecidas como el Wi-Fi.

En cuanto a las antenas diseñadas, y como se ha podido comprobar en los capítulos 5 y 6 han ido variando desde antenas simples hasta arrays completos que ofrecían prestaciones muy competentes. Por normal general, conforme se ha ido aumentando el número de elementos de la configuración, se ha ido obteniendo unas mejores características en torno a la directivi-

dad, y ancho de banda ofrecido por el parámetro de pérdidas de retorno, $S_{1,1}$. Aun así, estas configuraciones más avanzadas, en ciertas ocasiones, podrían haber ofrecido unos parámetros característicos más competentes. Se conoce que factores como el método de alimentación de los parches, la forma de estos, los diseños de las líneas de alimentación, etc. han influido, en ocasiones de forma negativa, al diseño del sistema así como a los resultados obtenidos de este.

El porcentaje promedio de ancho de banda obtenido para el conjunto de arrays diseñados es del 2.3%. Aunque si dividimos los resultados según las frecuencias estudiadas, se puede observar cómo el promedio de ancho de banda para las antenas a 2.4 GHz es del 1.56%, mientras que para las antenas de 6 GHz es del 2.4%, y 2.28% para el caso de las antenas a 27 GHz. Si se observa los valores de referencia en la tabla 3.1, se puede afirmar que las antenas a 6 y 27 GHz han cumplido las expectativas previstas mientras que las configuraciones a 2.4 GHz podrían ser mejoradas en estos términos de ancho de banda.

Pero, siguiendo con los resultados obtenidos para los anchos de banda, se ha de tener en cuenta que unos mejores resultados podrían haber sido obtenidos si se hubieran elegido otros métodos de alimentación del sistema, mediante la optimización de los anchos de los parches o habiendo hecho uso de elementos auxiliares como parches parásitos.

En cuanto a los diagramas de radiación en dos y tres dimensiones, se ha podido comprobar el aumento de complejidad en las formas obtenidas conforme se ha ido aumentando el número de elementos en las configuraciones. Como se indicó en la sección 4.7, la distancia entre parches utilizada, ha sido estudiada para obtener un buen resultado de interferencia constructiva en la región de campo lejano dando lugar a lóbulos principales estrechos, y por ende, directivos, conforme el número de elementos del array va aumentando.

Otro factor importante es la eficiencia de radiación de la antena. En los casos diseñados, podemos observar tasas de eficiencia que varían entre el 80% y el 90%, lo cual entra dentro de un rango más que aceptable de este parámetro aunque siempre mejorable. Una mala adaptación del sistema puede llevar a unas tasas aun menores a las alcanzadas y podría llegar a suponer, no solo una baja eficiencia en el sistema completo de comunicación, sino pérdidas económicas a la hora de la utilización de estas antenas dentro de un sistema completo de comunicación.

En la tabla 7.1 se ha hecho un breve resumen con todas las configuraciones diseñadas y analizadas y sus principales características obtenidas en las simulaciones. Por lo general, los mejores resultados analíticos han sido los obtenidos para las frecuencias de 6 GHz y 27 GHz, mientras que los diseños a 2.4 GHz han obtenido los mejores resultados en lo relacionado a patrón de radiación, puesto que se han encontrado menores asimetrías y lóbulos de difracción en ellos.

Con este trabajo de proyecto de final de carrera, se abre una nueva línea de trabajo para futuros estudiantes que deseen influenciar sus estudios hacia el diseño de antenas microstrip, y el conjunto de esta tecnología. En este trabajo, a pesar de los buenos resultados obtenidos para los diseños realizados, existe un amplio margen de mejora que puede llegar a obtenerse

Frec. (GHz)	Array	S_{11} (dB)	BW (MHz)	BW(%)	Direc. (dB)	η (%)
2.4	1x1	-39.95	36.5	1.56	5.83	87.51
2.4	2x1	-36.46	34.3	1.43	7.64	86.94
2.4	2x2	-40.7	34.6	1.44	10.74	83.81
2.4	4x1	-57.12	41.4	1.71	11.6	86.97
2.4	4x2	-32.18	39.6	1.65	13.97	83.08
2.4	4x4	-42.44	37.6	1.56	16.82	79.9
6	1x1	-40.35	168	2.81	7.66	93.15
6	2x1	-76.78	179.1	2.98	9.97	94.14
6	2x2	-35.76	162.5	2.7	12.88	90.8
6	4x1	-30.97	223.8	3.73	11.61	91.3
6	4x2	-60.85	257.8	4.29	15.56	89.7
6	4x4	-27.55	104.7	1.74	18.12	82.53
27	1x1	-34.53	651.6	2.41	7.2	95.06
27	2x1	-31.04	613.1	2.27	10.55	94.23
27	2x2	-21.59	792.4	2.93	13.29	91.37

Tabla 7.1: Resumen de los parámetros obtenidos en los diseños

a partir de los diseños ya realizados, o la opción de evolucionarlos, añadiendo componentes electrónicos, que den nuevas funciones a los arrays microstrip.

A continuación, se enumerarán una serie de posibles mejoras y avances que podrán ser tomados como referencia para futuros trabajos que sigan la línea del diseño de antenas en tecnología microstrip:

- **Cambios en el método de alimentación:** Como se ha podido comprobar, la alimentación de los parches mediante líneas microstrip, limita en un gran porcentaje el ancho de banda obtenido en los diseños realizados. El cambio de este tipo de alimentación a otros como la sonda coaxial o la alimentación por ranura, puede suponer una gran mejora en términos de ancho de banda del sistema.
- ***Tapered lines*:** Sea cual sea el método de alimentación, si el resto de elementos que conformen el array está alimentado mediante línea microstrip, se podrá barajar la opción de interconexionarlas mediante *tapered lines* o líneas cónicas, encargadas de hacer la transformación de impedancias, sustituyendo así a los transformadores $\lambda/4$, en los que hay más posibilidades de reflexión de la señal entre líneas de alimentación, debido al cambio abrupto en la anchura de la línea.
- **Polarización:** Otra posible mejora o avance de los diseños es la existencia de otras polarizaciones. Existe una gran variedad de técnicas con las que se puede conseguir polarizaciones circulares en el campo eléctrico de la antena, siendo la más común, la adición de una nueva línea de alimentación simultánea en cada elemento. Nuevas polarizaciones en el sistema pueden brindar nuevas posibilidades en materia de aplicaciones finales a los diseños.
- **Nuevas frecuencias:** En este proyecto, se han trabajado con frecuencias dentro de

un margen muy estrecho del espectro electromagnético, y en vista a la utilización en aplicaciones de radiocomunicaciones como Wi-Fi y 5G. El diseño de antenas a nuevas frecuencias puede abrir nuevas posibilidades de transmisión, y la utilización de estas en sistemas satelitales o RADAR.

- **Optimización de la radiación:** A lo largo del proyecto no se ha tenido en cuenta el proceso de optimización de los patrones de radiación obtenidos, ya que el objetivo era analizar los patrones que daban como resultado los diseños realizados. En futuras líneas de trabajo se puede llegar a la optimización de los patrones de radiación para la minimización de lóbulos laterales o de difracción e incluso la posibilidad de llegar a diseñar los patrones de radiación e intentar sintetizarlos con configuraciones especiales de arrays de antenas.

Como se puede observar, las opciones de mejora son bastante amplias, y gracias a la tecnología existente se puede llegar a diseñar, simular y analizar configuraciones realmente avanzadas y con grandes posibilidades de uso en sistemas reales, por lo que se anima a cualquier persona interesada, a seguir avanzando en esta línea de trabajo tan bonita, interesante y necesaria para el avance de las telecomunicaciones.

Bibliografía

[1] TELECOMUNICACIÓN. *Diccionario de la lengua española*, 2019. URL https://dle.rae.es/telecomunicaci%C3%B3n.

[2] JAMES CLERK MAXWELL, T.F.T. *A Dynamical Theory of the Electromagnetic Field*. WIPF & STOCK PUBL, 1996. ISBN 1579100155. URL https://www.ebook.de/de/product/2961698/james_clerk_maxwell_thomas_f_torrance_a_dynamical_theory_of_the_electromagnetic_field.html.

[3] STODART, G.J. *Engraving of james clerk maxwell*, Circa. 1890. URL https://es.wikipedia.org/wiki/James_Clerk_Maxwell#/media/Archivo:James_Clerk_Maxwell.png.

[4] PERIBÁÑEZ, J. *Las ondas electromagnéticas*, 2014. URL http://explicaciones-simples.com/2014/02/02/las-ondas-electromagneticas/.

[5] UCO. *Ondas Electromagnéticas. Conceptos básicos*, 2019. URL http://www.uco.es/organiza/departamentos/ing-electrica/documentos/ONDAS_EM_CONCEPTOS_BASICOS.pdf.

[6] TOPPR. *Propagation of electromagnetic waves*, 2017. URL https://www.toppr.com/guides/physics/communication-systems/propagation-of-electromagnetic-waves/.

[7] WIKIPEDIA. *1g*, 2019. URL https://en.wikipedia.org/wiki/1G.

[8] WIKIPEDIA. *Moviline*, 2019. URL https://es.wikipedia.org/wiki/MoviLine.

[9] HUFFAKER, S. *Martin cooper*, 2009. URL https://www.britannica.com/biography/Martin-Cooper.

[10] LACUEVAGSM. *Diferencia entre 2g, 3g y 4g*, 2014. URL http://www.compragsm.com/blog/diferencia-entre-2g-3g-y-4g/.

[11] WIKIPEDIA. *Gsm*, 2019. URL https://es.wikipedia.org/wiki/Sistema_global_para_las_comunicaciones_m%C3%B3viles.

[12] WIKIPEDIA. *Telefonía móvil 3g*, 2019. URL https://es.wikipedia.org/wiki/Telefon%C3%ADa_m%C3%B3vil_3G.

[13] ZAVIAS, M.S. *Lte, el salto del 3g al 4g. o casi...*, 2012. URL https://www.xataka.com/moviles/lte-el-salto-del-3g-al-4g-o-casi.

[14] 3GPP. *Release 15*, 2019. URL https://www.3gpp.org/release-15.

[15] GEMALTO. *Presentando la tecnología y redes 5g*, 2019. URL https://www.gemalto.com/latam/telecom/inspiracion/5g.

[16] MINECO. *5g*, 2019. URL https://avancedigital.gob.es/5G/Paginas/Index.aspx.

[17] MINECO. *Segundo dividendo digital*, 2019. URL https://www.televisiondigital.gob.es/2DD-5G/Paginas/segundo-dividendo-digital.aspx.

[18] MUESA, K., SELONEN, P., and SARIOLA, A. *Stadika 5g*, 2019. URL https://kerrokantasi.hel.fi/5g/X0Tms8W3uL5ZVQ6QzRheZR1Oqr72QyQm?headless=false&lang=sv.

[19] 5GAMERICAS. *5g spectrum vision*, 2019. URL https://www.5gamericas.org/wp-content/uploads/2019/07/5G_Americas_5G_Spectrum_Vision_Whitepaper-1.pdf.

[20] VALERO, C. *Llega el nuevo wifi 6e en la banda 6 ghz*, 2020. URL https://www.adslzone.net/2020/01/07/nuevo-wifi-6e-6-ghz/.

[21] CARDAMA, A.N., JOFRE, R.L., RIUS, C.J.M., ROMEU, R.J., BLANCH, B.S., and FERNANDO, B.M. *Antenas*. Edicions UPC, 2002. ISBN 9788489636323. URL https://www.worldcat.org/title/antenas-ejercicios-y-problemas/oclc/626483782.

[22] LEARNENGINEERING. *How does an antenna work?*, 2019. URL https://www.youtube.com/watch?v=ZaXm6wau-jc.

[23] *Wd140-n dipole*, 2012. URL https://www.sirio.store/pdf/wd_140_155_n.pdf.

[24] CÁRCAMO, A. *¿cuáles son las características de una antena?*, 2014. URL https://radioslibres.net/19-cuales-son-las-caracteristicas-de-una-antena/.

[25] JAUME ANGUERA, A.P. *Teoría de Antenas*, 2008. URL http://www.salleurl.edu/semipresencial/ebooks/ebooks/ebook_teoria_antenas.pdf.

[26] YAVUZ, M.E. *Dipole radiation pattern [fdtd simulation]*. URL https://www.youtube.com/watch?v=Fp26Bjm99VI&feature=share.

[27] FRENZEL, L. *What's the difference between a dipole and a ground plane antenna?*, 2013. URL https://www.electronicdesign.com/wireless/what-s-difference-between-dipole-and-ground-plane-antenna.

[28] WNI. *Tipos de antenas y funcionamiento*, 2012. URL https://www.wni.mx/index.php?option=com_content&view=article&id=62:antenassoporte&catid=31:general&Itemid=79.

[29] *Dipolo de fm com refletor*, 2008. URL https://idealantenas.com.br/Espanhol/espa%C3%B1ol/produtosport/fm/pdfdipolo1_2%20ondacomrefletor.pdf.

[30] TUTORIALSPOINT. *Half-wave folded dipole*, 2018. URL https://www.tutorialspoint.com/antenna_theory/antenna_theory_half_wave_folded_dipole.htm.

[31] PEARCE, R. *Yagi antenna array*, 2010. URL https://www.flickr.com/photos/22760956@N08/4732854900/.

[32] SAGDEJEV, I. *Mast radiator*, 2008. URL https://en.wikipedia.org/wiki/Mast_radiator#/media/File:2008-07-28_Mast_radiator.jpg.

[33] NASA. *Holmdel horn antenna*, 1962. URL https://en.wikipedia.org/wiki/Holmdel_Horn_Antenna#/media/File:Horn_Antenna-in_Holmdel,_New_Jersey.jpeg.

[34] MICIU. *Radiotelescopio de 30m del iram (pico veleta, granada)*, 2019. URL http://www.ciencia.gob.es/portal/site/MICINN/menuitem.edc7f2029a2be27d7010721001432ea0/?vgnextoid=d29a02133a578610VgnVCM1000001d04140aRCRD&vgnextchannel=97b2b572c7ea2510VgnVCM1000002006140aRCRD.

[35] ENDUROSAT. *X-band 4 element patch antenna array*, 2018. URL https://www.endurosat.com/cubesat-store/all-cubesat-modules/x-band-2x2-patch-array/.

[36] BERNHARD, J.T., MAYES, P.E., SCHAUBERT, D., and MAILLOUX, R.J. *A commemoration of deschamps and sichak's microstrip microwave antennas: 50 years of development divergence and new directions*, 2003. URL https://pdfs.semanticscholar.org/3506/4043326a0a5881e3a6f12ef9fe4228b436da.pdf.

[37] BALANIS, C.A. *Antenna Theory*. John Wiley & Sons, 2015. URL https://www.ebook.de/de/product/25674970/constantine_a_balanis_antenna_theory.html.

[38] AQUINO, R.H. *Diseño, simulación y construcción de antenas tipo parche para bluetooth y wi-fi, bandas 2.4 ghz y 5.8 ghz*, 2008. URL http://catarina.udlap.mx/u_dl_a/tales/documentos/lem/hernandez_a_r/.

[39] PIPPES, R. *Galileo in-orbit validation satellite*, 2011. URL https://www.esa.int/ESA_Multimedia/Images/2011/10/Galileo_In-Orbit_Validation_satellite.

[40] AMITEC. *Microstrip patch antenna array 22*, 2018. URL https://amitec.co/microstrip-patch-antenna-array-22/.

[41] VALERO, A., ESTEBAN, H., and FERNANDO, B.M. *Agrupación de antenas*, 2008. URL http://www.upv.es/antenas/Documentos_PDF/Notas_clase/Agrupaciones.pdf.

[42] AMANOGAWA. *Uniform dipole array*, 2019. URL http://www.amanogawa.com/archive/AntennaArray/AntennaArray.html.

[43] BREWBOOKS. *Scr-270 radar antenna*, 2008. URL https://www.flickr.com/photos/brewbooks/2367557012/in/photostream/.

[44] WATERHOUSE, R. *Microstrip Patch Antennas: A Designer's Guide*. Springer US, 2010. ISBN 1441953388. URL https://www.ebook.de/de/product/13415218/rod_waterhouse_microstrip_patch_antennas_a_designer_s_guide.html.

[45] NASA. *Dual-polarization micro-strip patch antenna*, 2008. URL https://directory.eoportal.org/web/eoportal/airborne-sensors/dbsar#4cMUE1251Herb.

[46] BERTOL, A.B. *Diseño de dos arrays de antenas en tecnología plana con polarización lineal y circular a 60 GHz*. Master's thesis, 2017. URL https://academica-e.unavarra.es/handle/2454/24666.

[47] URJC. *Agrupaciones de antenas (arrays)*, 2014. URL http://www.cartagena99.com/recursos/alumnos/apuntes/Tema%206%20Arrays.pdf.

[48] WIKIPEDIA. *2g*, 2019. URL https://es.wikipedia.org/wiki/Telefon%C3%ADa_m%C3%B3vil_2G.

Lista de Acrónimos y Abreviaturas

1G	1ª Generación.
2G	2ª Generación.
3G	3ª Generación.
3GPP	3rd Generation Partnership Project.
4G	4ª Generación.
4G LTE	4ª Generación (Long Term Evolution).
5G	5ª Generación.
AM	Amplitud Modulada.
AMPS	Advanced Mobile Phone System.
ATT	American Telephone and Telegraph.
CSIC	Consejo Superior de Investigaciones Científicas.
CTNE	Compañía Telefónica Nacional de España.
FEM	Finite Element Method.
FM	Frecuencia Modulada.
GPRS	General Packet Radio Service.
GPS	Global Positioning System.
GSM	Global System for Mobile Communications.
GTD	Geometric Theory of Diffraction.
HSPA	High Speed Packet Access.
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers.
IoT	Internet Of Things.
IRAM	Instituto Radio Astronómico Milimétrico.
ITU	International Telecommunication Union.
LTE	Long Term Evolution.
M2M	Machine To Machine.
MIMO	Multiple Input Multiple Output.
MINETUR	Ministerio de Industria, Comercio y Turismo.
mMIMO	Massive MIMO.
mmWave	Millimeter Wave.
NMT	Nordic Mobile Telephone.
NTT	Nippon Telegraph and Telephone.
OEM	Ondas Electromagnéticas.
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing.
PCB	Printed Circuit Board.

QAM	Quadrature Amplitude Modulation.
RAN	Radio Access Network.
TACS	Total Access Communications System.
TDT	Televisión Digital Terrestre.
TE	Transversal Eléctrico.
TIC	Tecnologías de la Información y la Comunicación.
TM	Transversal Magnético.
TMA	Telefonía Móvil Automática.
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System.
VoIP	Voice over IP.
W-CDMA	Wideband Code Division Multiple Access.
Wi-Fi	.

A. Anexo I - Códigos

A.1. Calculador de dimensiones del parche

Este es el código fuente completo escrito en MATLAB diseñado para calcular las dimensiones necesarias tanto para el parche como otros cálculos que han sido necesarios para el diseño de los distintos arrays de parches en tecnología microstrip.

Código A.1: *AntennaPatchCalculator.m*

```
%% CALCULADOR DE PARAMETROS Y DIMENSIONES DE ANTENAS DE PARCHE MICROSTRIP
% Javier Martínez Manzano - Trabajo de Fin de Grado - UA - 2018/19
clear;
clc;
%% Input Variables
f = input('Introduzca la frecuencia de trabajo deseada (Ghz): '); % Frecuencia a la que se vana a realizar los cálculos

er = 3.55; % Constante dieléctrica
h = 1.52; % Altura del substrato

% Otras variables
c = physconst('LightSpeed'); % Velocidad de la luz
f = f*1e9; % Frecuencia en Ghz
h = h*1e-3; % Longitud en mm
lambda = c/f; % Longitud de onda en el vacío
ko = 2*pi/lambda; % Número de onda
Zo = 70.71; % Impedancia de entrada

%% Cálculos del Parche

W = (c/(2*f))*sqrt(2/(er+1)); % Ancho del Parche (Width)
erff = ((er+1)/2) + ((er-1)/2)*(1+12*h/W)^(-1/2); % Coeficiente del dieléctrico efectiva
Leff = c/(2*f*sqrt(erff)); % Longitud efectiva
Al = ((0.412*h*(erff+0.3)*((W/h)+0.264))/((erff-0.258)*((W/h)+0.8))); % Incremento de Longitud normalizada
L = Leff - 2*Al; % Longitud del parche
a = 0.7*lambda; % Separacion entre parches

%% Cálculos del dieléctrico

g = 0.0606*lambda/sqrt(er); % Variable auxiliar
Lsub = L + 6*g; % Longitud del substrato
Wsub = W + 6*g; % Ancho del substrato


%% Cálculos de línea de alimentación

lambdaguided = lambda/sqrt(erff); % Longitud de onda en medio guiado
Lfeed = lambdaguided/4; % Longitud lambda cuartos

%Calculo de la anchura de la línea
for Zo = [25, 50, 70.71, 100]
```

```
A = (Zo/60)*(sqrt((er+1)/2))+((er-1)/(er+1))*(0.23+(0.11/er));
B = (377*pi)/(2*Zo*sqrt(er));
Coef = (8*exp(A))/((exp(2*A))-2);
if (Coef <= 2)
    Wline = Coef*h; % Anchura si W/h <= 2
elseif(Coef > 2)
    Coef = (2/pi)*( B-1-log(2*B-1)+((er-1)/(2*er))*(log(B-1)+0.39-(0.61/er)));
    Wline = Coef*h; % Anchura si W/h > 2
end
disp(['Ancho de pista a ',num2str(Zo),': ',num2str(Wline*(1e3)), ' mm']);
end
%% Inset

I1 = @(theta) (sin((ko*W/2)*cos(theta))./cos(theta)).^2.*sin(theta).^3;
G1 = integral(I1,0,pi)/(120*pi^2); % Admitancia de la TL
I2 = @(theta) ((sin((ko*W/2)*cos(theta))./cos(theta)).^2).*besselj(0,ko*L*sin(theta)).*sin(theta).^3;
G12 = (1/(120*pi^2)).*integral(I2,0,pi); % Admitancia mutua
Rin = 1./(2*(G1+G12)); % Impedancia de entrada
yo = (L/pi).*acos(sqrt(100/Rin)); % Longitud del inset


%% Caja de Radiación

%Lrad = lambdaguided/6 + lambdaguided/6 + Lsub; % Longitud de la Rad Box
%Wrad = lambdaguided/6 + lambdaguided/6 + Wsub; % Ancho de la Rad Box
%Hrad = lambdaguided/6 + lambdaguided/6 + h; % Ancho de la Rad Box

%% Resultados:

disp(['Patch Width:',num2str(W*(1e3)), ' mm']);
disp(['Patch Length:',num2str(L*(1e3)), ' mm']);
disp(['Substrate Width:',num2str(Wsub*(1e3)), ' mm']);
disp(['Substrate Length:',num2str(Lsub*(1e3)), ' mm']);
disp(['Inset Length:',num2str(yo*(1e3)), ' mm']);
disp(['Patch separation:',num2str(a*(1e3)), ' mm']);
```

B. Anexo II - Dimensiones de los arrays de parches microstrip diseñados

B.1. Parche Simple @ 2 GHz

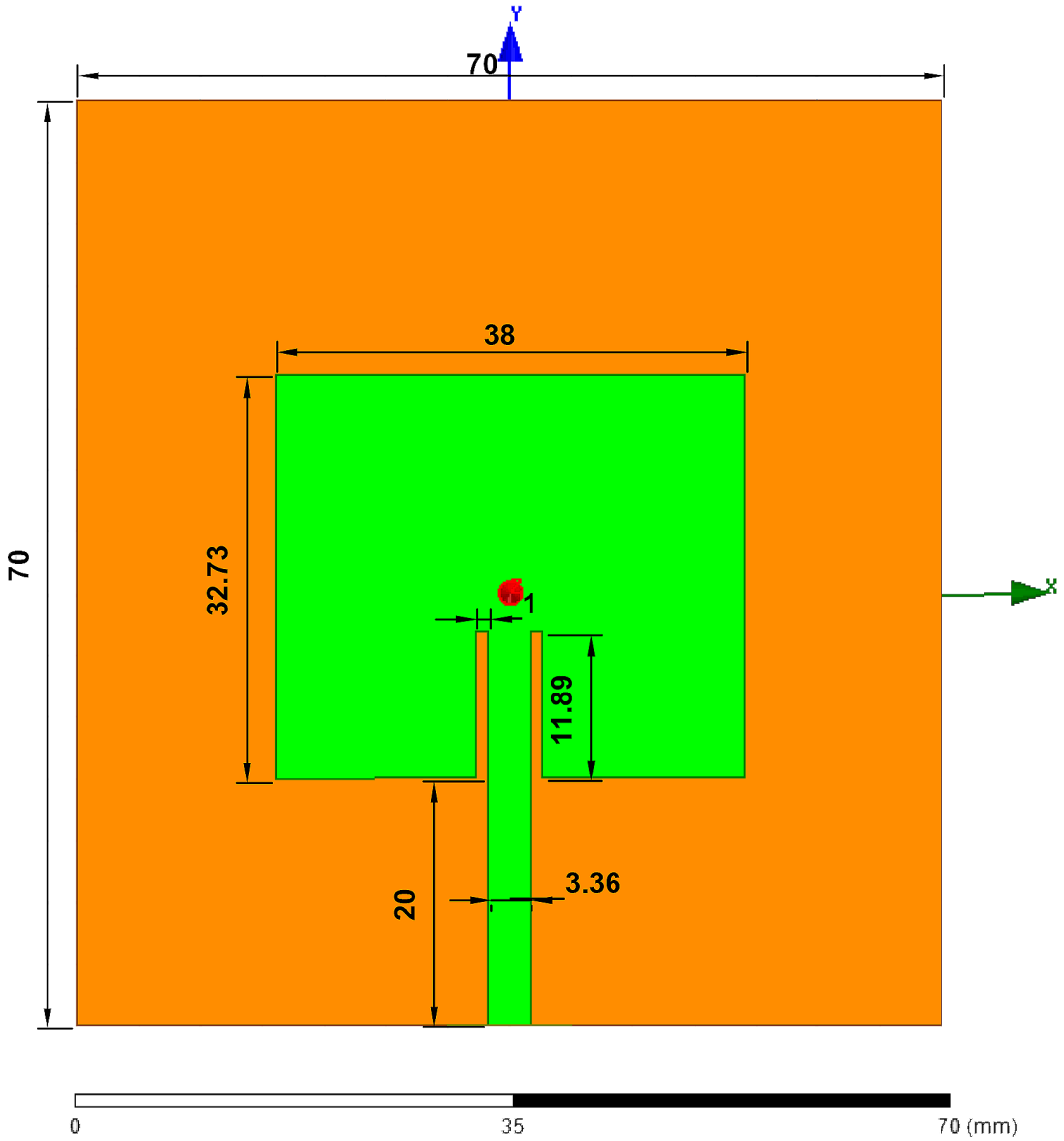


Figura B.1: Dimensiones del parche simple a 2.4 GHz

Nota: todas las medidas están expresadas en milímetros.

B.2. Parche Simple @ 6 GHz

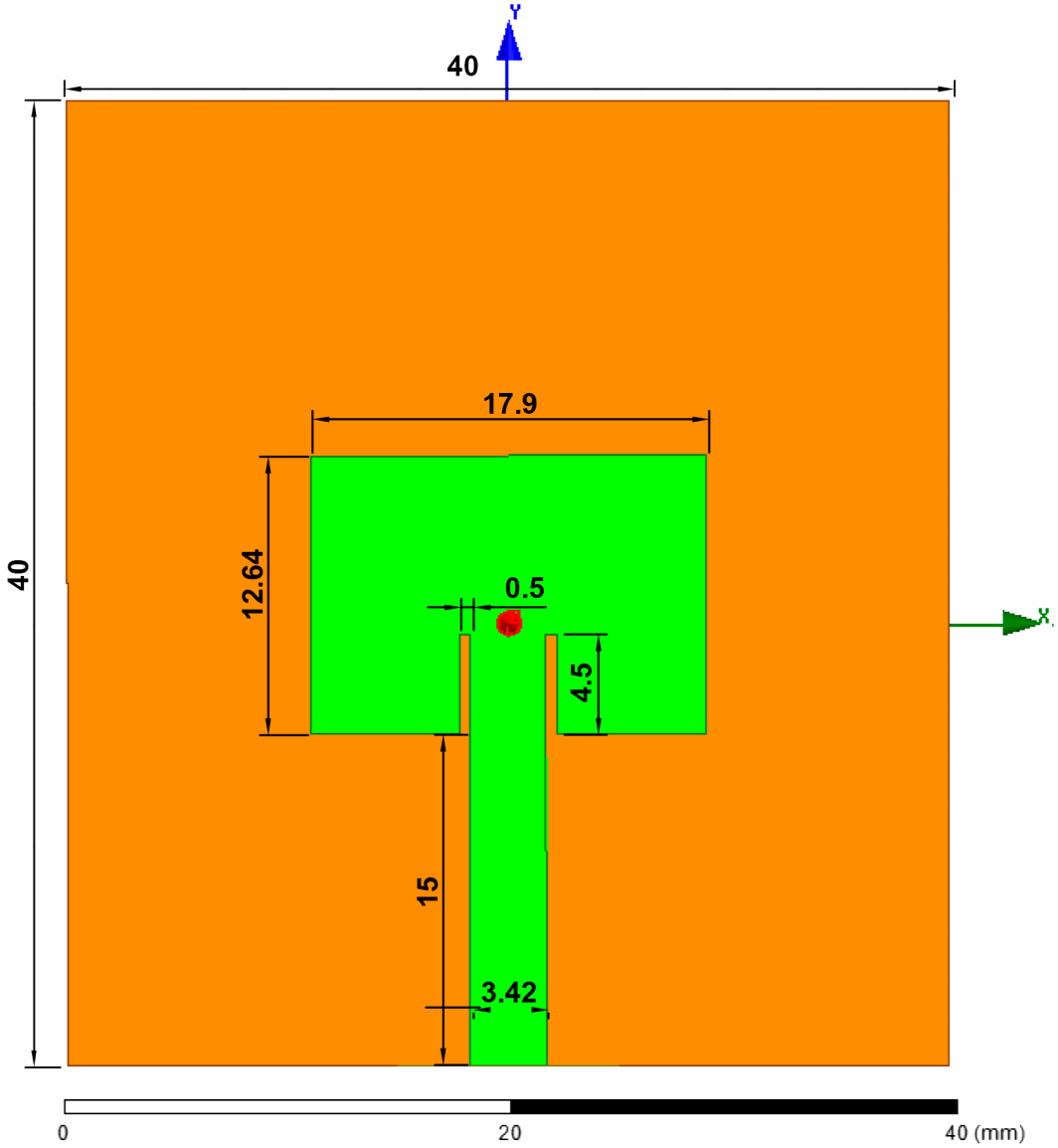


Figura B.2: Dimensiones del parche simple a 6 GHz

Nota: todas las medidas están expresadas en milímetros.

B.3. Array 2x1 @ 2.4 GHz

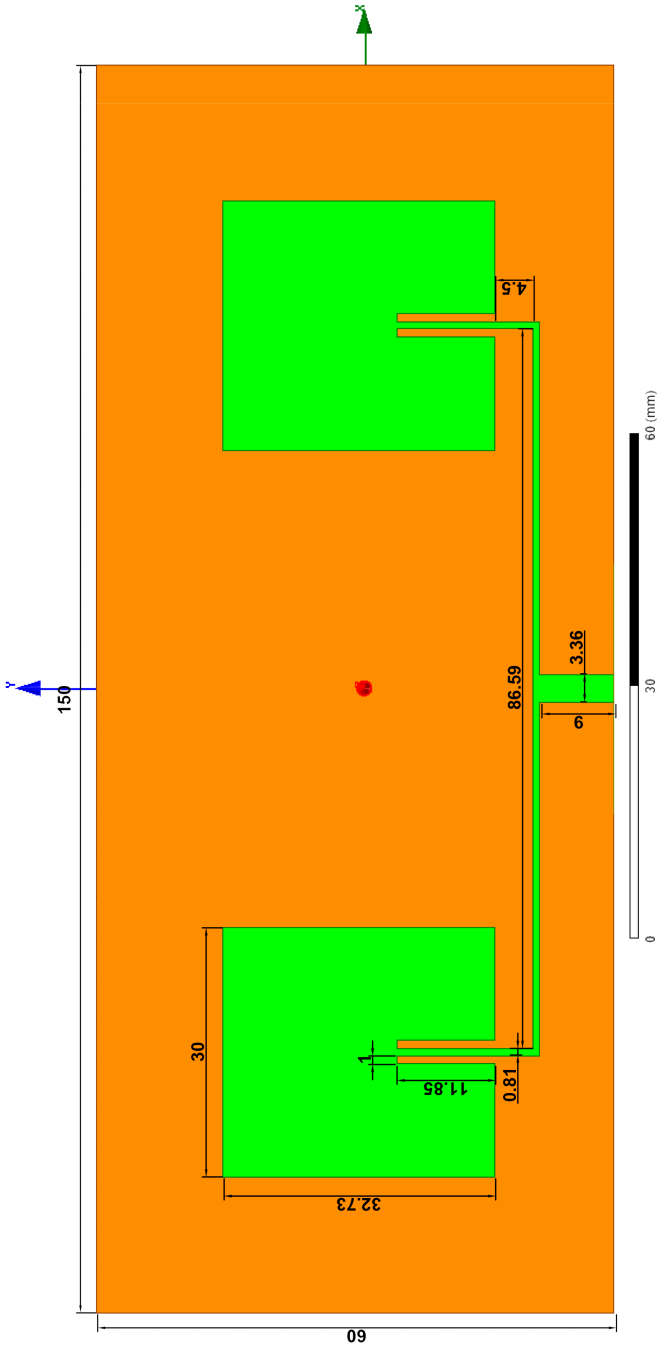


Figura B.3: Dimensiones del array 2x1 a 2.4 GHz

Nota: todas las medidas están expresadas en milímetros.

B.4. Array 2x1 @ 6 GHz

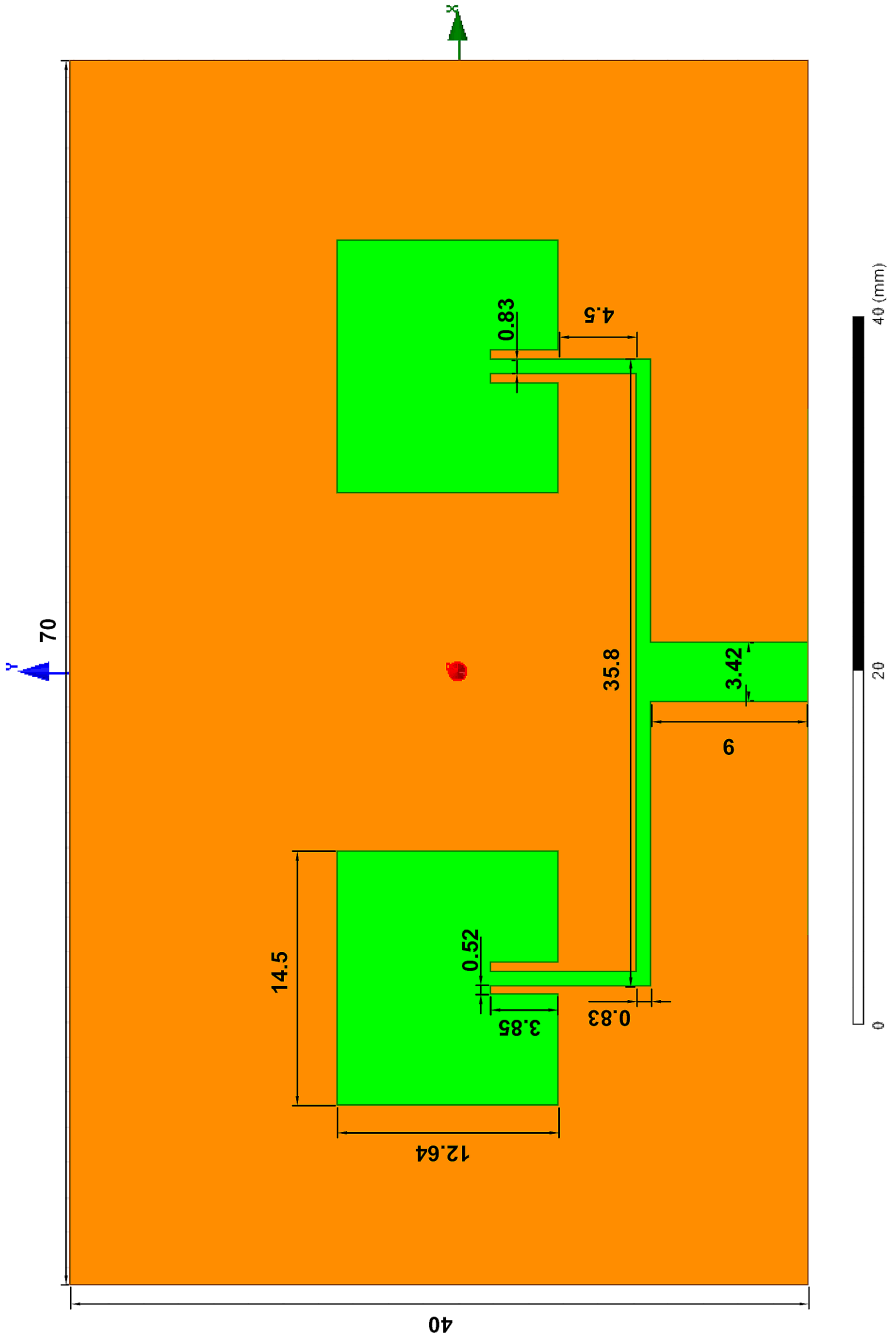


Figura B.4: Dimensiones del array 2x1 a 6 GHz

Nota: todas las medidas están expresadas en milímetros.

B.5. Array 2x2 @ 2.4 GHz

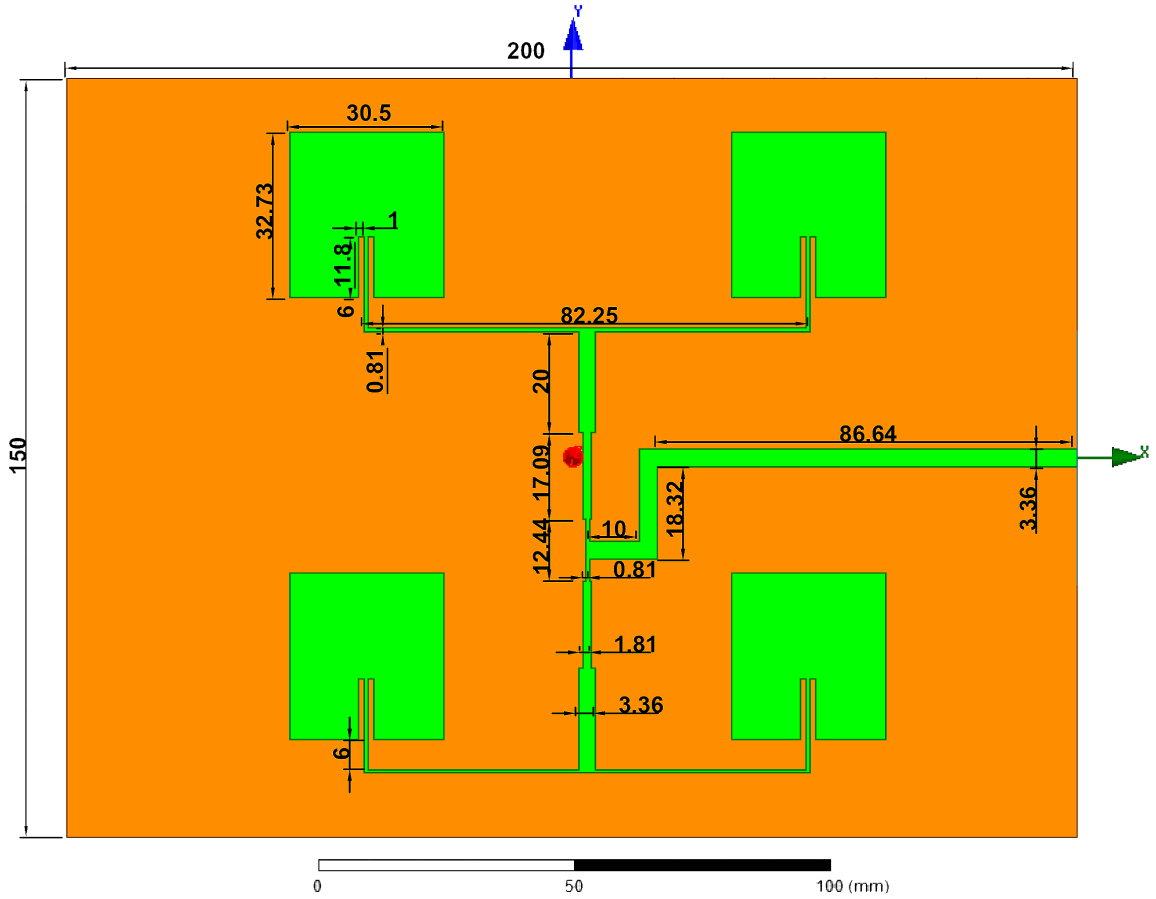


Figura B.5: Dimensiones del array 2x2 a 2.4 GHz

Nota: todas las medidas están expresadas en milímetros.

B.6. Array 2x2 @ 6 GHz

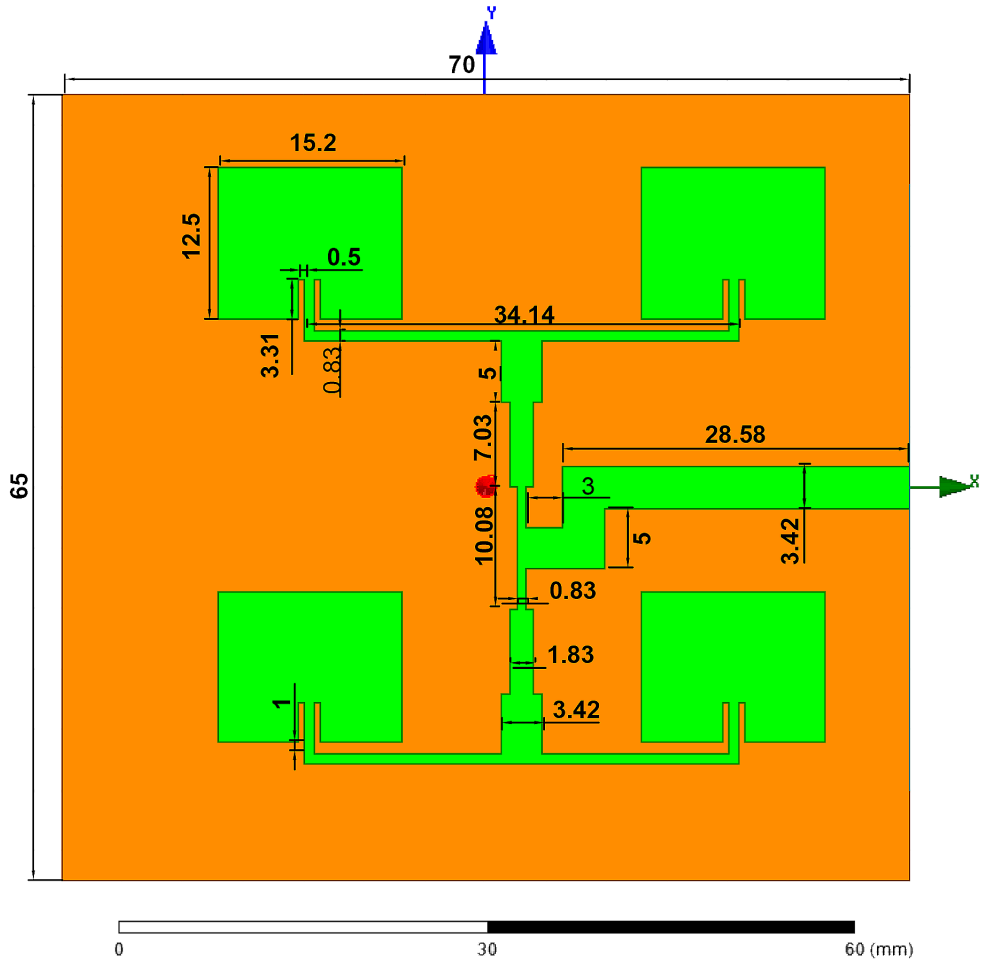


Figura B.6: Dimensiones del array 2x2 a 6 GHz

Nota: todas las medidas están expresadas en milímetros.

B.7. Array 4x1 @ 2.4 GHz

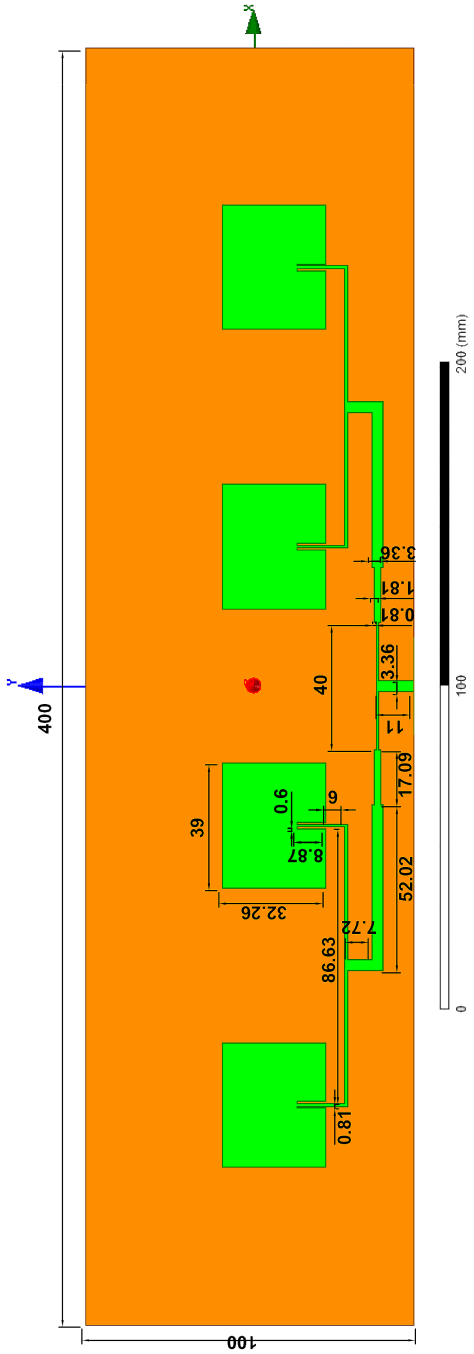


Figura B.7: Dimensiones del array 4x1 a 2.4 GHz

Nota: todas las medidas están expresadas en milímetros.

B.8. Array 4x1 @ 6 GHz

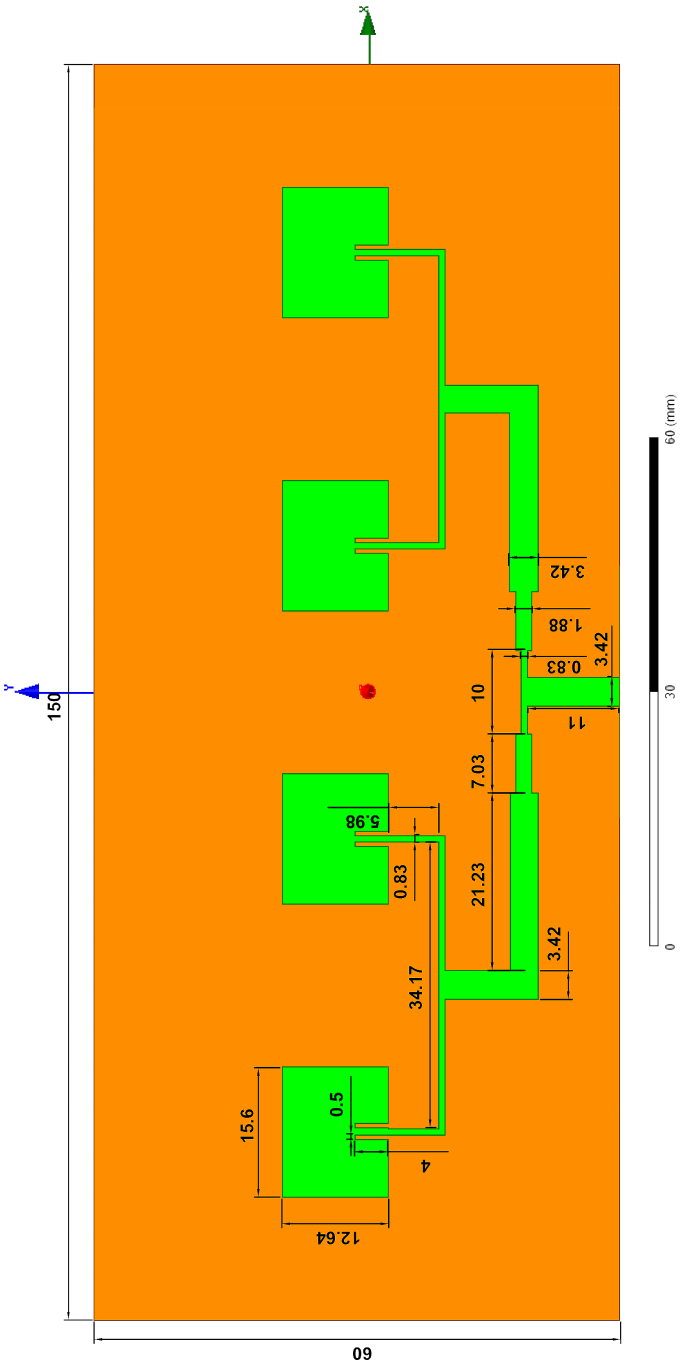


Figura B.8: Dimensiones del array 4x1 a 6 GHz

Nota: todas las medidas están expresadas en milímetros.

B.9. Array 4x2 @ 2.4 GHz

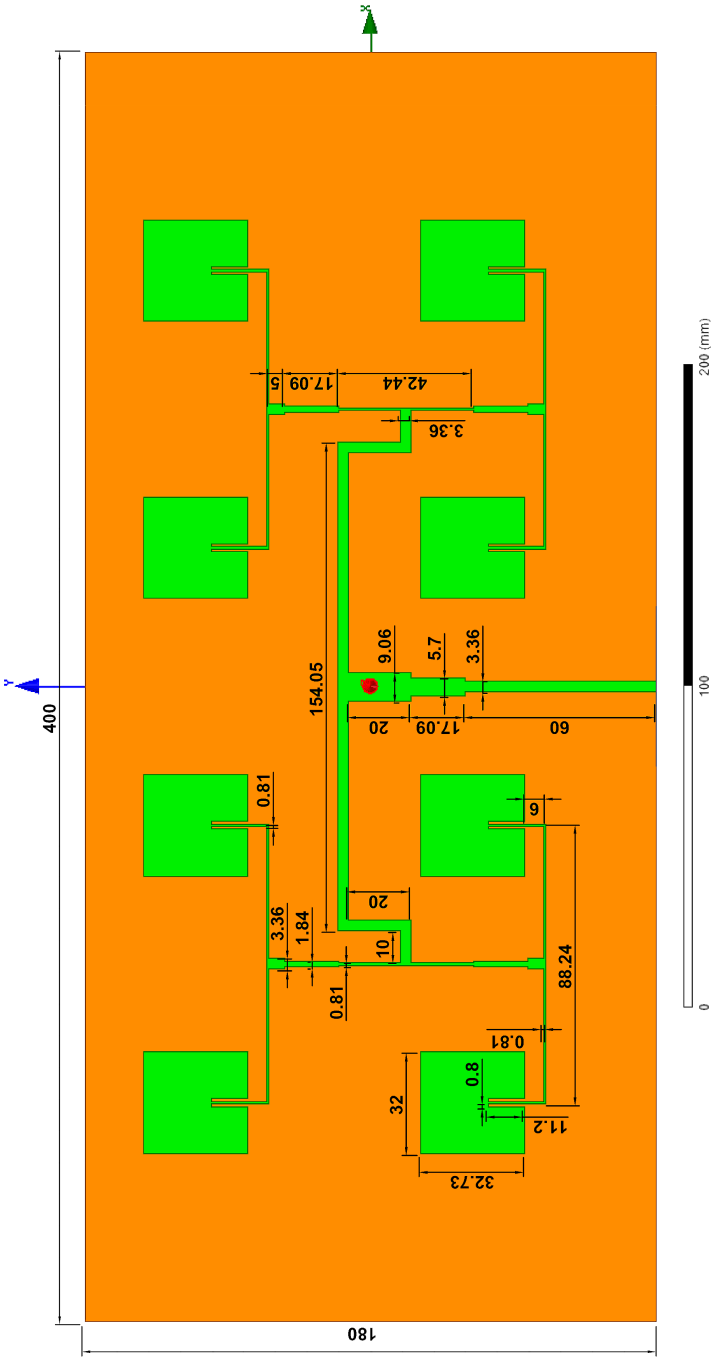


Figura B.9: Dimensiones del array 4x2 a 2.4 GHz

Nota: todas las medidas están expresadas en milímetros.

B.10. Array 4x2 @ 6 GHz

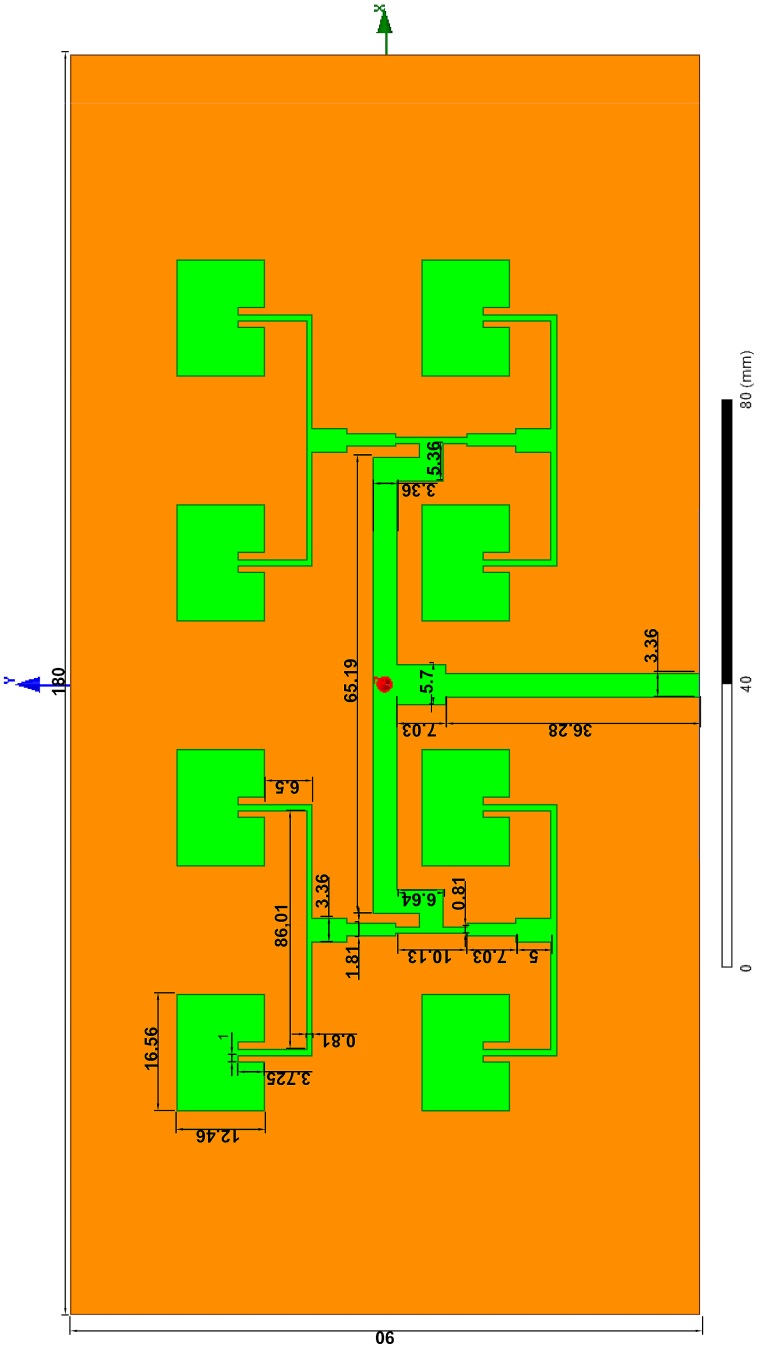


Figura B.10: Dimensiones del array 4x2 a 6 GHz

Nota: todas las medidas están expresadas en milímetros.

B.11. Array 4x4 @ 2.4 GHz

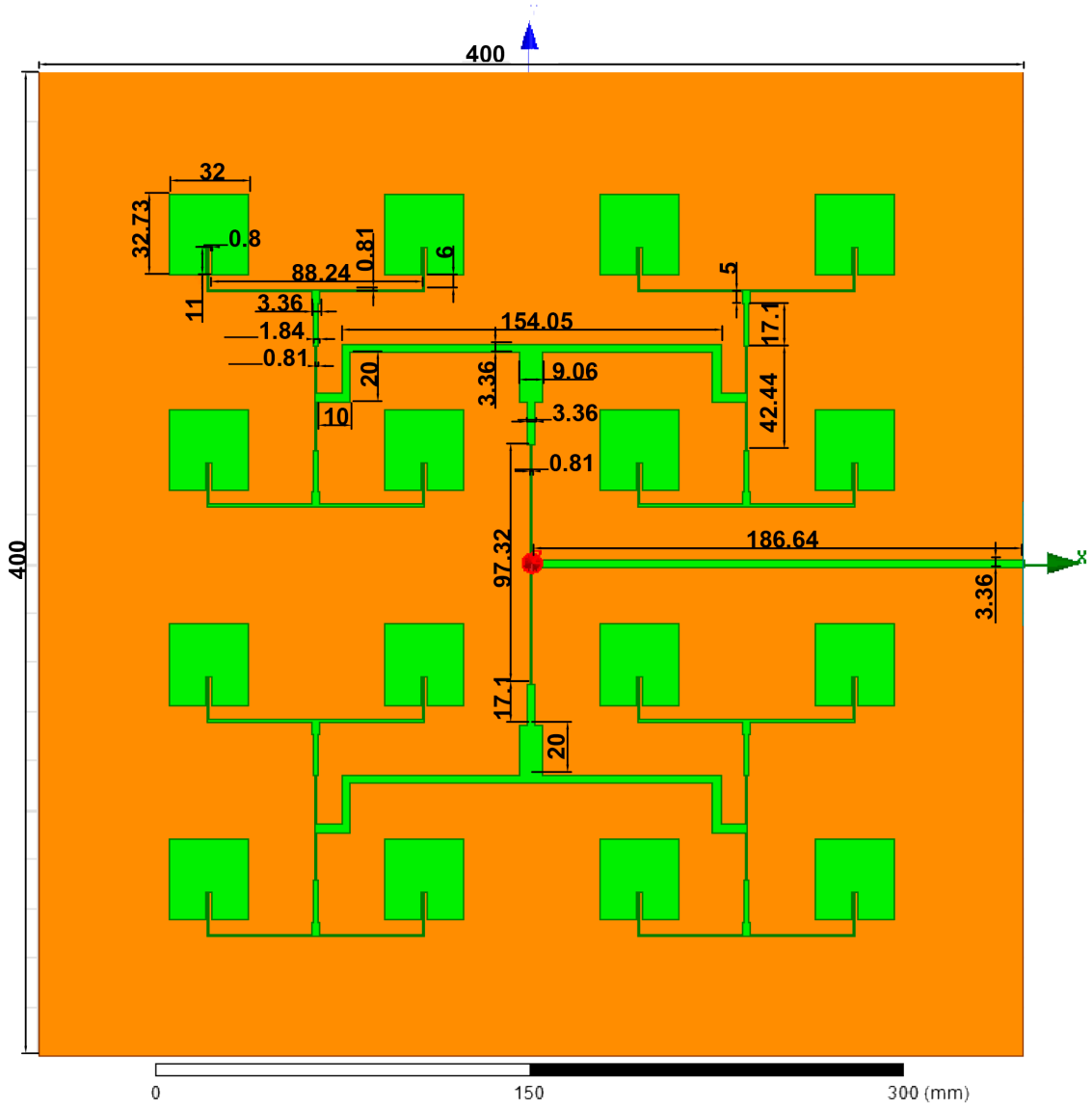


Figura B.11: Dimensiones del array 4x4 a 2.4 GHz

Nota: todas las medidas están expresadas en milímetros.

B.12. Array 4x4 @ 6 GHz

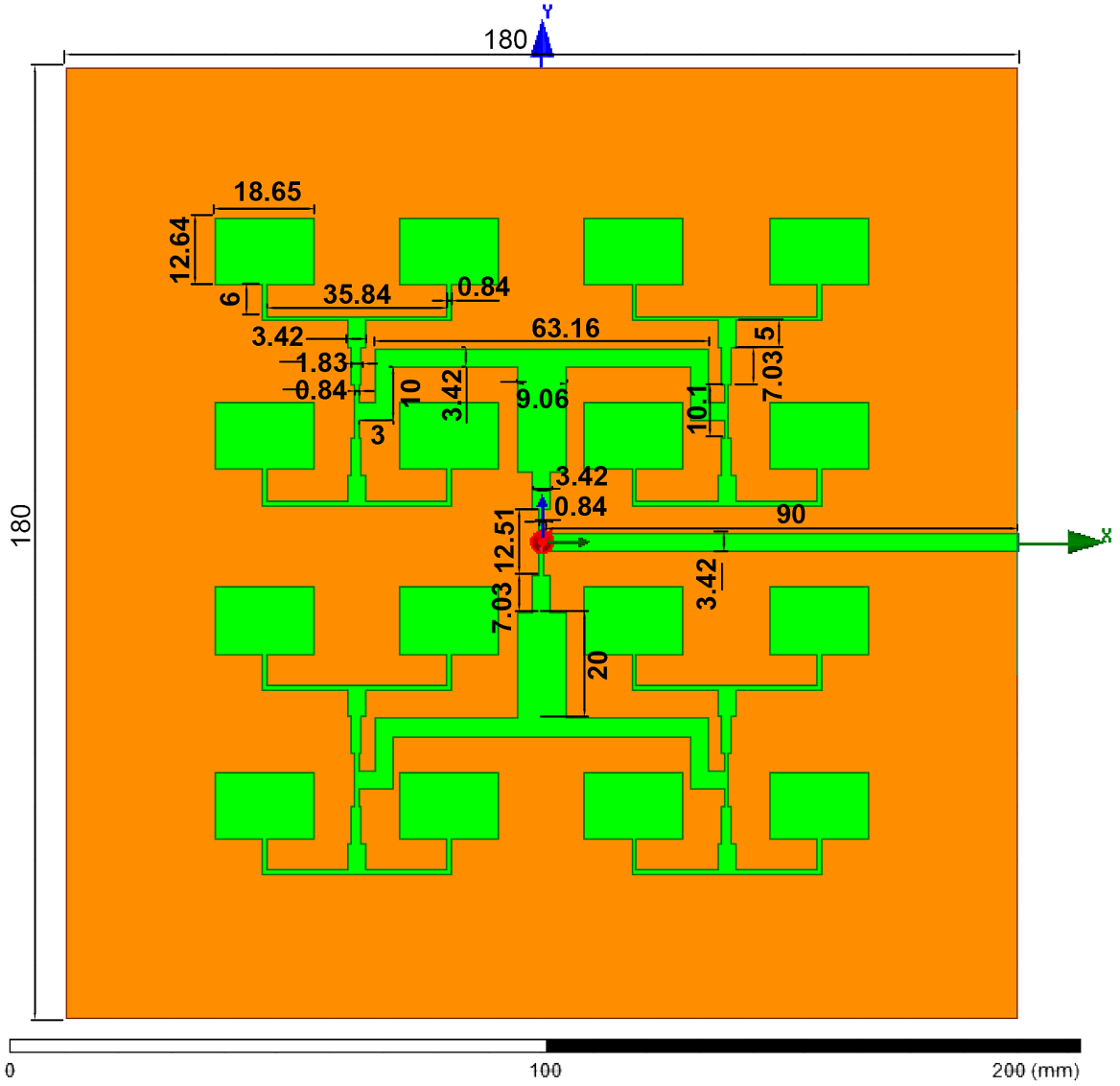


Figura B.12: Dimensiones del array 4x4 a 6 GHz

Nota: todas las medidas están expresadas en milímetros.

B.13. Parche Simple @ 27 GHz

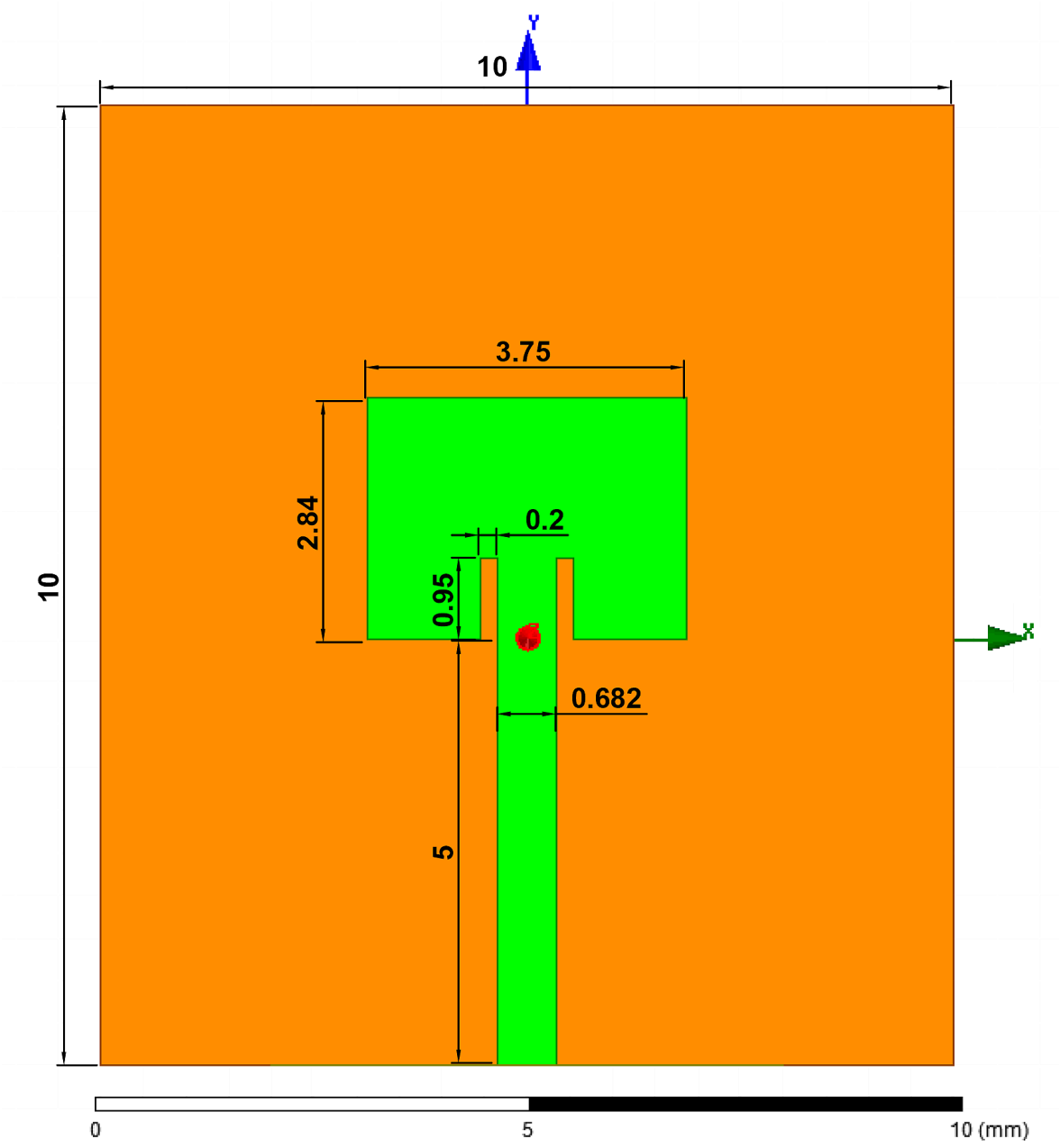


Figura B.13: Dimensiones del parche simple a 27 GHz

Nota: todas las medidas están expresadas en milímetros.

B.14. Array 2x1 @ 27 GHz

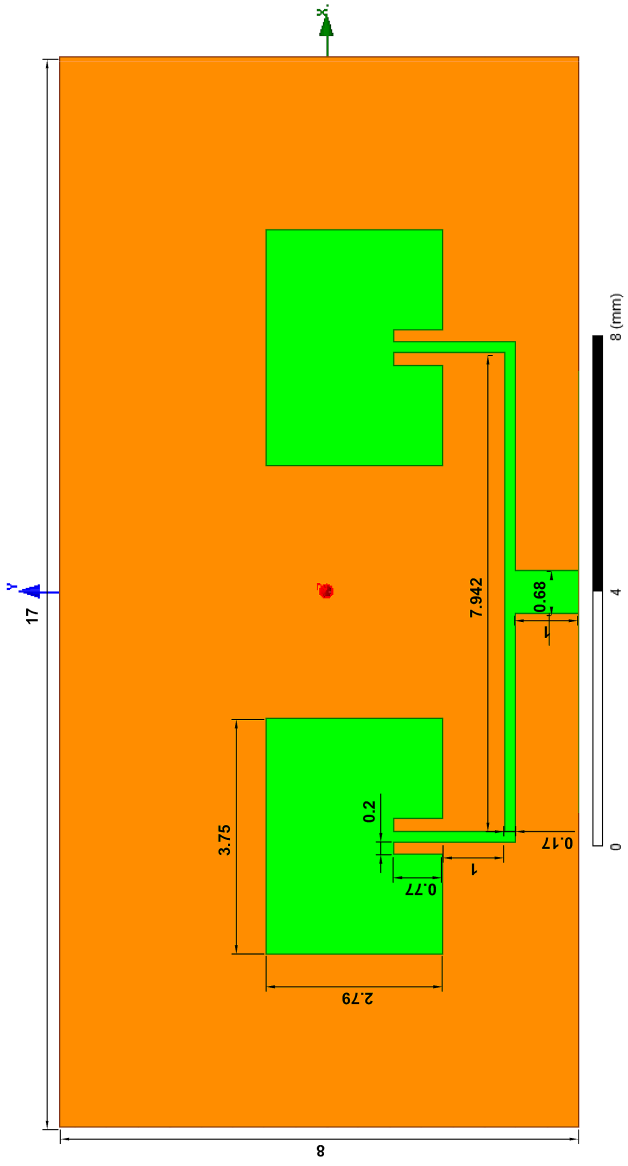


Figura B.14: Dimensiones del array 2x1 a 27 GHz

Nota: todas las medidas están expresadas en milímetros.

B.15. Array 2x2 @ 27 GHz

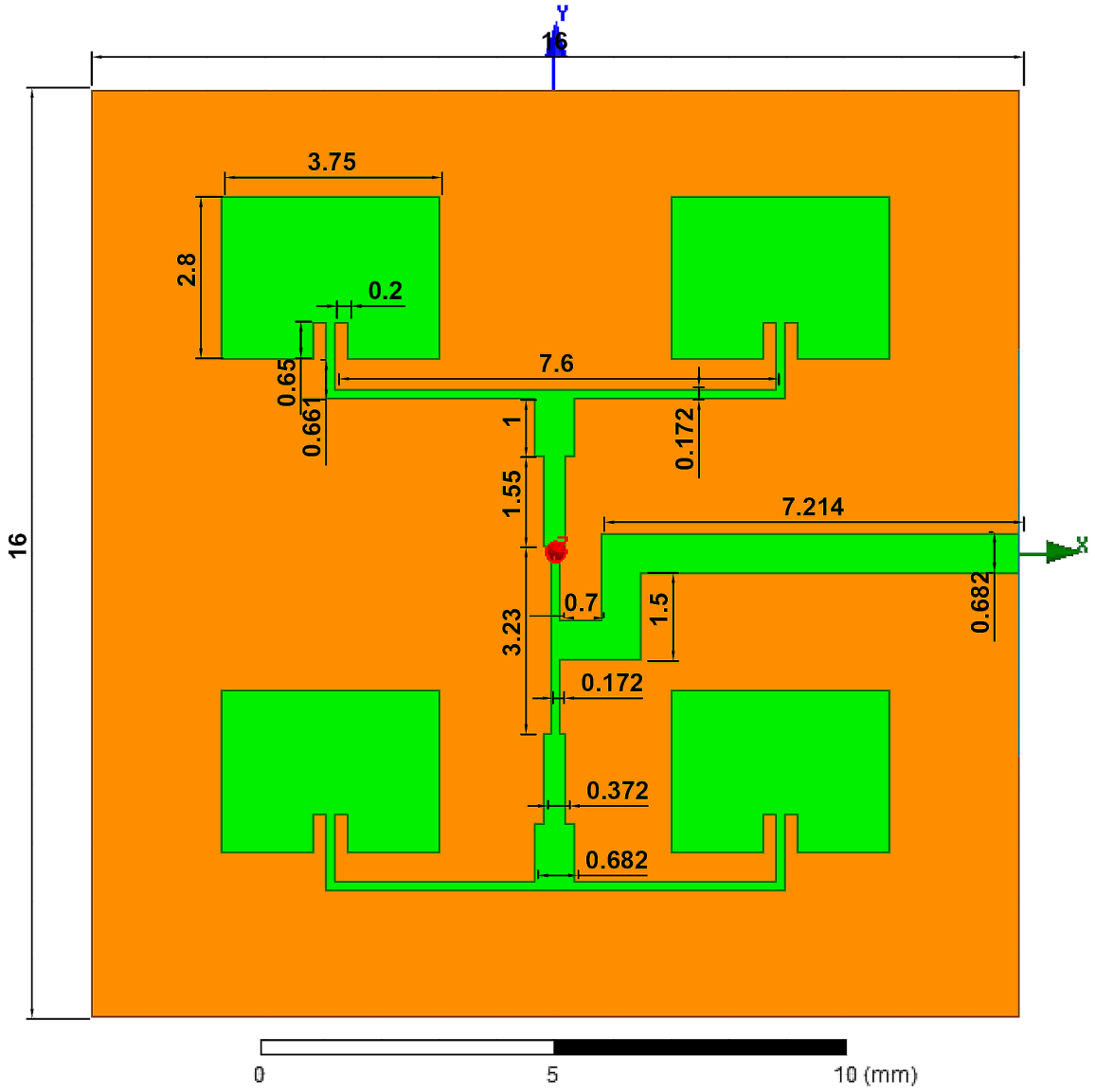


Figura B.15: Dimensiones del array 2x2 a 27 GHz

Nota: todas las medidas están expresadas en milímetros.

ANÁLISIS Y DISEÑO DE UN ARRAY DE ANTENAS EN TECNOLOGÍA MICROSTRIP

Grado en Ingeniería en Sonido e Imagen en Telecomunicaciones

RESUMEN

Las comunicaciones inalámbricas han supuesto una revolución en nuestra sociedad a la hora de comunicarnos e interactuar entre personas y máquinas. Uno de los elementos clave que hacen posible estas nuevas formas de comunicación son las antenas. Las antenas de tipo microstrip vienen siendo usadas desde los años '70 debido a su gran versatilidad y facilidad de diseño, integración, adaptación, fabricación, y transporte. Actualmente este tipo de antenas está a la orden del día y su uso en la nueva generación de comunicaciones móviles, el 5G, será crucial.

OBJETIVOS

En este proyecto se diseñará una serie de *arrays* de antenas tipo parche en tecnología microstrip que funcionarán para las frecuencias de 2.4 GHz, usada en Wi-Fi y Bluetooth, 6 GHz, aún no lícita, y 27 GHz, lista para el despliegue de redes 5G.

RESULTADOS

En la tabla se pueden observar los resultados obtenidos para los distintos arrays diseñados según su frecuencia de trabajo.

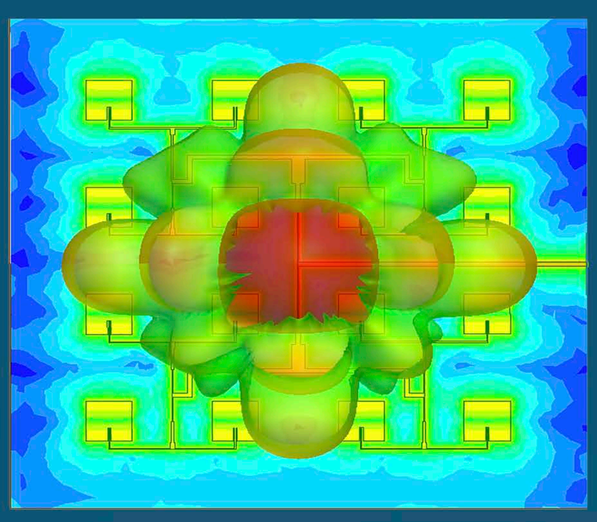
Las antenas diseñadas poseen muy buenos valores en cuanto a ancho de banda, eficiencia de radiación, y directividad, dentro de los límites existentes en las características de diseño.

Por frecuencia, destacan las configuraciones 4x4 a 2.4 GHz, 4x2 a 6 GHz y 2x2 a 27 GHz.

Frec (GHz)	Array	S_{11} (dB)	BW (MHz)	BW (%)	Directividad (dB)	η (%)
2.4	1x1	-39.95	36.5	1.56	5.83	87.51
	2x1	-36.46	34.3	1.43	7.64	86.94
	2x2	-40.7	34.6	1.44	10.74	83.81
	4x1	-57.12	41.4	1.71	11.6	86.97
	4x2	-32.18	39.6	1.65	13.97	83.08
	4x4	-42.44	37.6	1.56	16.82	79.9
6	1x1	-40.35	168	2.81	7.66	93.15
	2x1	-76.78	179.1	2.98	9.97	94.14
	2x2	-35.76	162.5	2.7	12.88	90.8
	4x1	-30.97	223.8	3.73	11.61	91.3
	4x2	-60.85	257.8	4.29	15.56	89.7
	4x4	-27.55	104.7	1.74	18.12	82.53
27	1x1	-34.53	651.6	2.41	7.2	95.06
	2x1	-31.04	613.1	2.27	10.55	94.23
	2x2	-21.59	792.4	2.93	13.29	91.37

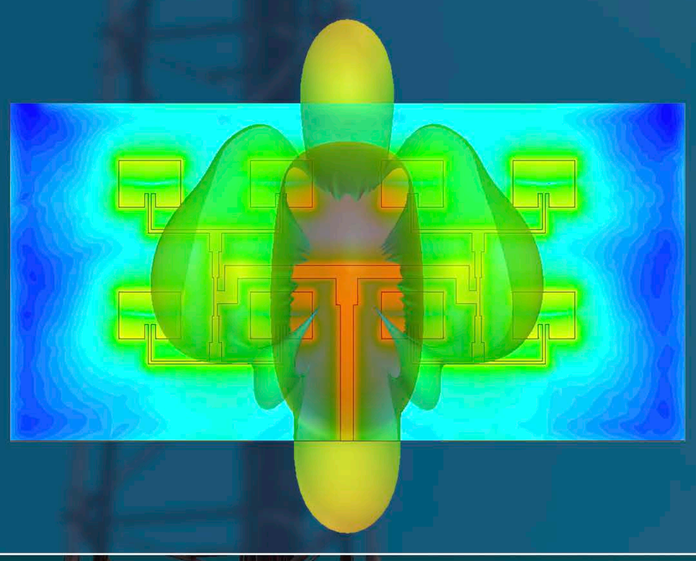
ARRAY 4X4 A 2.4 GHZ

Se trata de una de las configuraciones más complicadas diseñadas. Obteniendo un máximo de directividad de hasta 16.82 dB sumado a un complejo pero simetrico patrón de directividad y una relación delante/atrás de 35 dB.



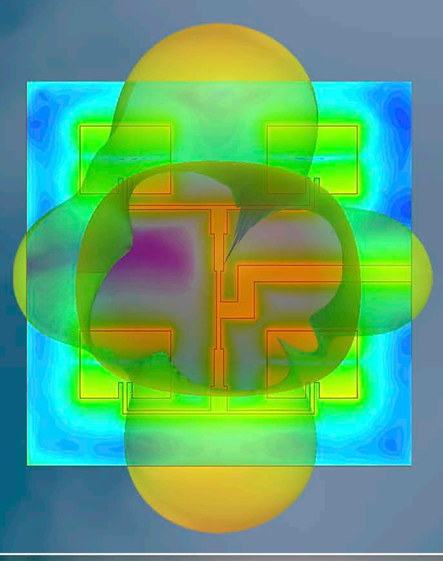
ARRAY 4X2 A 6 GHZ

Posee un patrón de radiación complejo pero completamente simétrico. Ofrece un buen valor de directividad, con máximo de 15.56 dB y se ha logrado obtener el mayor porcentaje de ancho de banda de todas las antenas diseñadas: 4.29 %.



ARRAY 2X2 A 27 GHZ

Con un buen valor de directividad, ancho de banda y eficiencia de radiación, este diseño se convierte en una buena opcion para la implementación de redes 5G ultrarápidas.



CONCLUSIONES

Se concluye este proyecto remarcando la importancia de las antenas como elemento clave en los sistemas de comunicación pasados, actuales y en las nuevas genraciones en actual desarrollo y abriendo la posibilidad de mejora de los diseños realizados en futuras investigaciones sobre arrays de antenas en tecnología microstrip.

PROYECTO COMPLETO

JAVIER MARTÍNEZ MANZANO

TRABAJO FIN DE GRADO
ENERO 2020

UNIVERSIDAD DE ALICANTE